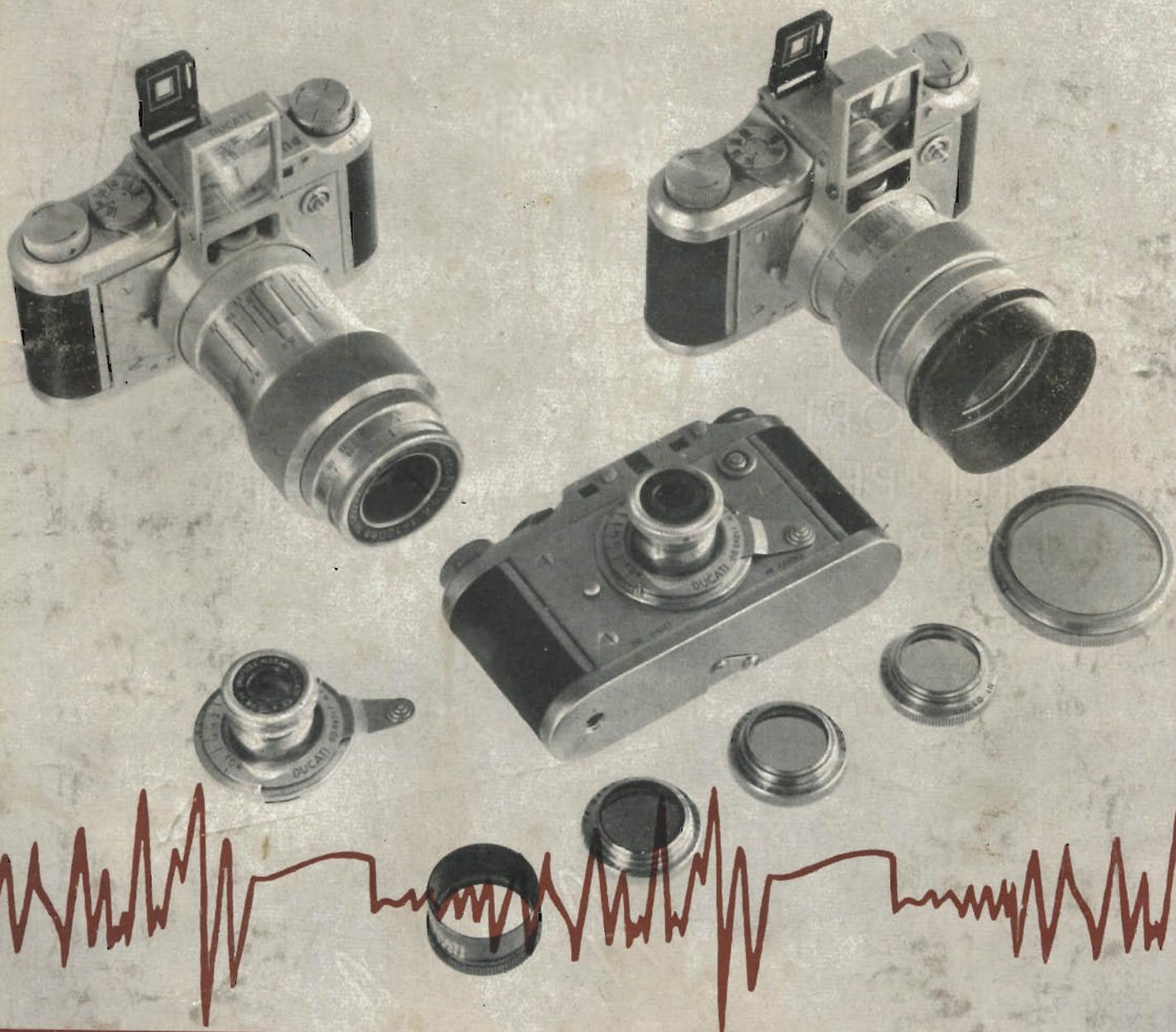
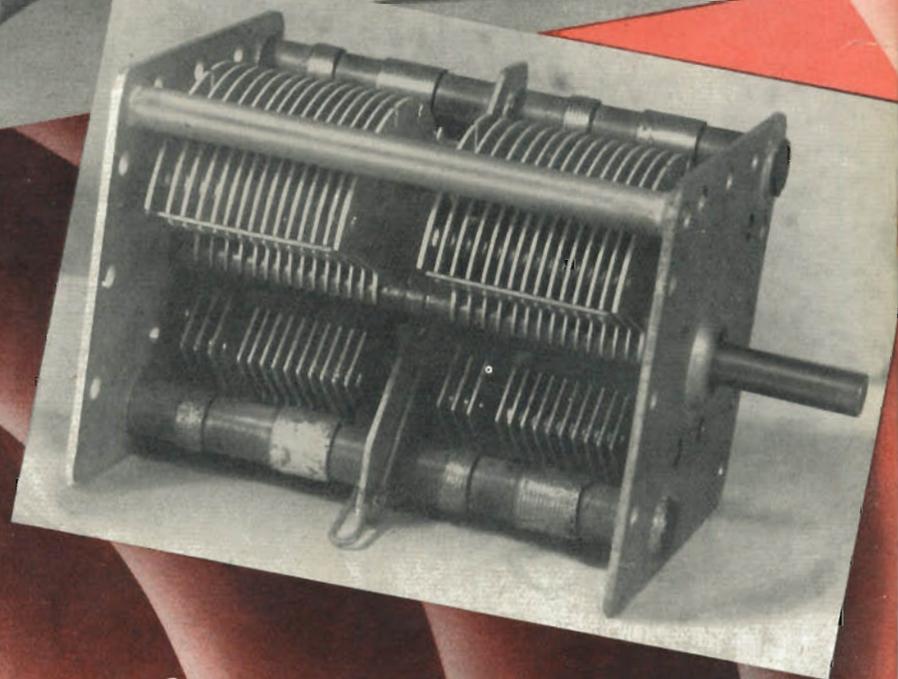
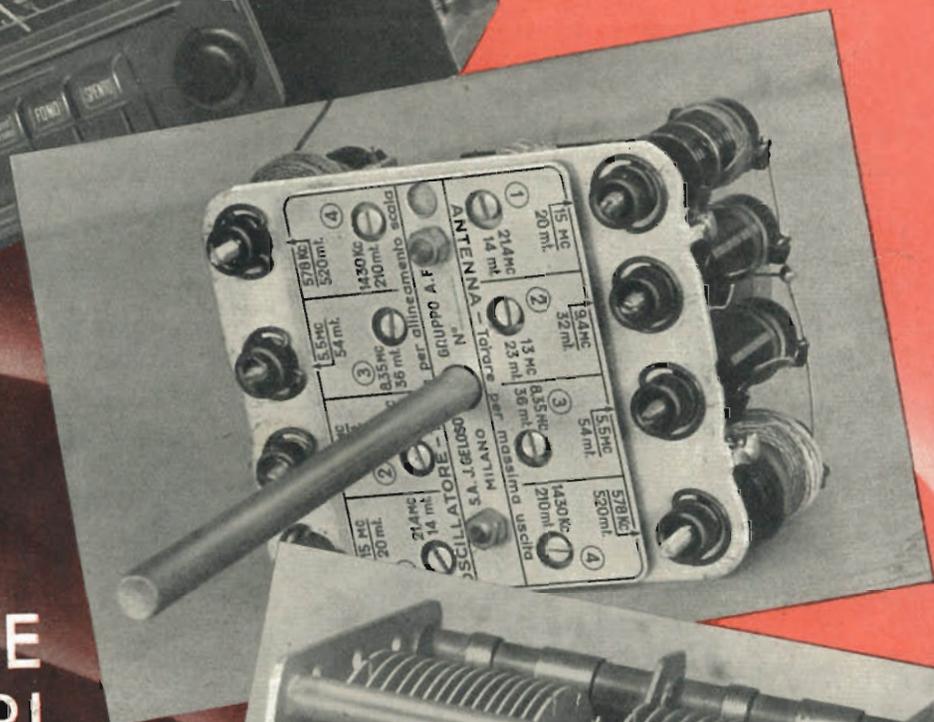
FASCICOLO DEDICATO ALLA XIV MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO - 1947

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE GRUPPO III

l'antenna

AGOST. SETT. 1947

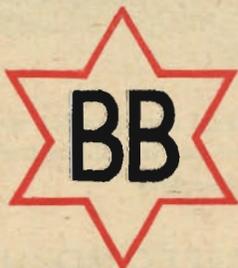
15-18

ANNO XIX

PREZZO L. 300

GRUPPI A.F. E
CONDENSATORI
VARIABILI PER
RICEVITORI DI
CLASSE
S.A. J. GELOSO MILANO
ANTENNA
OSCILLATORE
GRUPPO A.F.
Gelosо
S A
ITALIA
RADIO PRODOTTI

TRE RADIO MODERNE *per la radio-soddisfazione*

I tre apparecchi radio, creati dalle Industrie Riunite Bertoncini di Bergamo, sono quanto di migliore e di più moderno sia stato realizzato nel campo nazionale della radio. Le moderne radio-gioiello "Toti" e "Leila" e il radio-fonografo "Malombra" non hanno nulla da invidiare alle radio di marca famosa. Il loro circuito è l'espressione della tecnica più progredita, così come l'applicazione delle valvole rosse rappresenta la garanzia più sicura di un'audizione perfetta. Gli apparecchi radio-gioiello Bertoncini creano veramente la più completa radio-soddisfazione.

Toti

Supereterodina a 4 valvole rosse. Ricezione di due campi d'onda. Onde medie e onde corte. Alta sensibilità e gradevole riproduzione. Potenza d'uscita 2,5 watt. Scala in cristallo. Alimentazione su tutte le reti c. a. Presa per fonografo. Mobile in noce ed acero di finissima esecuzione.

Leila

Supereterodina a 6 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda. 1 campo onde medie. 3 campi onde corte. Alta fedeltà e sensibilità. Potenza d'uscita 4 watt. Controllo automatico di sensibilità, controllo manuale di volume e di tonalità. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Alimentazione per tutte le reti c. a. Mobile in noce ed acero fine e moderno.

Malombra

È un radio-fonografo a 6 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda con 2 altoparlanti di elevata potenza ed alta fedeltà. Controllo automatico di sensibilità. Moderno attacco di pick-up per il fonografo. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Mobile elegante di moderna concezione.

INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO

LE VALVOLE FIVRE
di tipo vecchio, oggi non più costruite, debbono essere sostituite, sui vecchi apparecchi, con i corrispondenti tipi di serie normale.
2A5
2A6
2A7
2B7
24 A
35
51
57
6F6
6Q7
6A8
6B8
6J7
6J7
6K7
6F6
6K7
6N7
6J7
6J7
6K7
2A6
FIVRE
6Q7
FIVRE
AUTOTRASFORMATORI
La GENERAL RADIO, Commissionaria FIVRE, Vi offre anche l'autotrasformatore appositamente studiato dalla AROS per effettuare rapidamente tali sostituzioni
General radio
GENERAL RADIO
VIA BIANCA DI SAVOIA 2 - TELEFONO 578.853

autoradio
aster
mapo

RR3

L'RR3

è un apparecchio a 3 valvole, a reazione semifissa, destinato alla ricezione delle stazioni locali e vicine, e nelle ore serali delle principali estere. Nonostante le limitate dimensioni (90 x 145 x 125), esso è munito di un altoparlante da 130 mm. che permette di ottenere una fedeltà di riproduzione veramente eccezionale e un volume sonoro più che sufficiente.

La I.C.A.R.E. presenterà alla Mostra della Radio il nuovo ricevitore a 4 valvole RR 4.

VISITATECI ALLO STAND N. 66

ICARE ING. CORRIERI - APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE
MILANO - VIA MAIOCCHI 3 - TEL. 270.192

Il meglio nella tecnica dei condensatori elettrici

C.R.E.A.S. MILANO — 1 μF. 10000 V cc

CREAS MILANO 50+100+200 μF 4000 V TIPO MMSR/01

CREAS MILANO 2 μF. 500 V

C. R. E. A. S.

S. R. L.

COSTRUZIONI RADIO ELETTRICHE APPLICAZIONI SPECIALI

MILANO

VIA G. SILVA 39 - TELEFONO 496.780

Rappresentanza e deposito per Emilia e Romagna
Ditta Rag. GIOVANNI SPADARO & F.
BOLOGNA - Via Val d'Aposa, 2

FABBRICA CONDENSATORI DI TUTTI I TIPI PER APPLICAZIONI RADIO ELETTRICHE TELEFONICHE E INDUSTRIALI

AGOSTO - SETTEMBRE 1947 ANNO XIX - N. 15-18

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

XIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438 UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

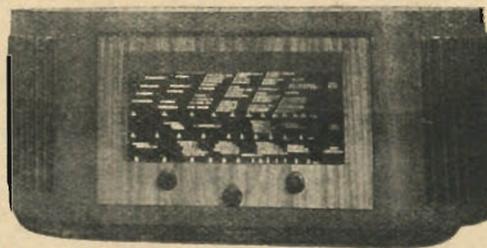
		pag.
Varii	Sulle onde della radio	343
V. Natrella	I tubi elettronici come oscillatori	349
G. Termini	Indicatore elettronico della potenza d'uscita	352
G. A. Uglietti	Calcolo di induttanze provviste di schermo	353
B. Piasentin	Supereterodina a 22 valvole	356
i 1 WK	Misuratore d'intensità di campo	358
M. Rossi	Espansore dinamico	360
L. B.	Caratteristiche e dati di funzionamento dei tubi 6TE8-GT e 12TE8-GT	361
S. Sirola	Piccolo tester - oscillatore portatile	363
A. Pepe	Microcapacimetro, microinduttanzimetro, generatore campione	364
V. P.	Nomogramma per il calcolo del guadagno degli stadi amplificatori	367
M. Rossi	Diminuizione dell'impedenza d'entrata dei pentodi	371
Varii	Rassegna della stampa	373
G. Termini	Consulenza	378

UN FASCICOLO SEPARATO COSTA L. 60. QUESTO FASCICOLO COSTA LIRE TRECENTO

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 1200 + 24 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

MAGNETI MARELLI

sulle onde della radio

La ringraziamo, Sig. Cervati, per la Sua gentile lettera del 26 luglio. La assicuriamo di avere con molto piacere esaminato le Sue osservazioni, i Suoi giudizi, le Sue proposte. Il pensiero dei lettori ci è sempre gradito: anche quando, per l'evidente ignoranza di determinati problemi, ci vengono mossi appunti fuori luogo o proposte inaccettabili o irrealizzabili.

La frecciata non è per Lei, Sig. Cervati, ma a Lei ci rivolgiamo, dato che se ne è presentato il caso, perchè altri intenda.

Compilando la nostra Rivista, non abbiamo la pretesa di fare un capolavoro, tuttavia ci sforziamo perchè ogni fascicolo possa avere qualcosa di interessante per ogni categoria di lettori. Già che siamo in argomento diremo che i lettori de « l'antenna » si possono, grosso modo, suddividere in *principianti* (ed oggi i principianti sono pochi, pochi in un modo veramente preoccupante), *in dilettanti* (con questo termine vogliamo indicare coloro che smontano e montano per il solo gusto di passare il tempo e di allargare le proprie nozioni in un campo che, il più delle volte, nulla ha a che fare con le abituali occupazioni della vita), *in professionisti* (intendendo comprendere in questa categoria tutti coloro che dalla radio o dall'esercizio della radiotecnica traggono, almeno in parte, alimento e sostegno quotidiano).

Categoria a sè formano i *radianti*, una categoria veramente benemerita, viva, vitale, in continua ascesa e che perciò merita un appoggio particolare.

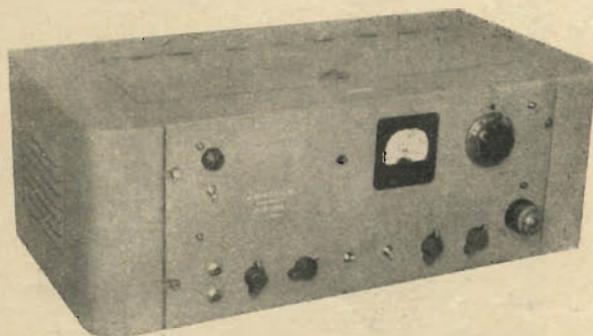
Ora la Rivista contiene in ogni fascicolo delle rubriche fisse, anche se come tali non appaiono a prima vista, dedicate ai radianti ed ai professionisti, anche ai cosiddetti professionisti che in realtà si trovano più di una volta a dover superare ostacoli superiori alle loro forze. Inoltre sono trattati argomenti di carattere generale che hanno lo scopo di allargare le cognizioni dei più, siano essi professionisti o dilettanti, e di portare a conoscenza recenti progressi nei vari campi della tecnica elettronica.

Poichè, come Ella ben sa, è molto più facile trovare sulle bancarelle della fiera di Sinigallia una serie di valvole « subminiature »... che trovare due persone che la pensino nello stesso modo, può rendersi facilmente ragione di quanto sia difficile accontentare tutti o per lo meno una parte dei più.

Quando, ogni paio di mesi, facciamo una specie di esame di coscienza, ed esaminiamo le richieste e le proposte che ci sono pervenute e le studiamo per una loro possibile attuazione, troviamo che venti persone vorrebbero « bianco » e diciannove, se non venti, che vogliono « nero »; troviamo altre dieci che preferiscono « rosso » ed un'altra diecina che desiderano « verde ». Senza ben inteso prendere in considerazione le molte proposte che non possono assolutamente essere realizzate. Di esse parleremo più avanti.

Il Sig. Cervati, per tornare a bomba, ci fa due proposte ragionevoli. O meglio, dice cosa vorrebbe vedere sulla Rivista. *Un corso di elettrotecnica* « ma vasto, molto vasto, ininterrotto e non terminante ai primi elementi. Molti, innumerevoli esercizi, con le loro risoluzioni particolareggiate, riportare nei numeri successivi a quelli in cui furono proposti, affinchè ognuno possa fare prima da sè e poi confrontare ». *Un corso* « ugualmente vasto » *di radiotecnica* « con gli stessi intendimenti di quello precedente ».

A questi due corsi noi abbiamo pensato da tempo. Abbiamo infatti già pronti buona parte dei testi e delle relative figure. Però, un corso ben fatto, anche se non è molto vasto, è vasto e non si esaurisce in poche puntate. Ciò significa, poichè la Rivista è mensile, mesi e mesi di tempo è forse qualche anno. A ciò si potrebbe ovviare pubblicando del corso un volume a parte, completo ed aggiornato quanto più possibile, e pubblicando sulla Rivista un corso accelerato trattante le parti più salienti e gli esercizi da svolgere di volta in volta.

Come Ella può ben accorgersi, Sig. Cervati, le proposte relative ai corsi di elettrotecnica e di radiotecnica si possono considerate già entrate nella fase realizzativa ed in merito gradiremmo conoscere non solo la Sua opinione, ma anche quella di tutti i lettori.

Una indiscrezione interessante

Crediamo di fare cosa gradita a tutti i nostri lettori nel presentare per primi la geniale realizzazione di un gruppo rotativo scomponibile, che la Ditta Cresal di G. Salvadori, Poggibonsi, presto metterà in commercio. Vi diamo una descrizione sommaria mentre nel prossimo numero pubblicheremo l'illustrazione e caratteristiche.

Il gruppo in oggetto è del tipo rotativo con bobine a disposizione stellare, contatti lamellari a coltello di materiale speciale. La divisione della gamma onde corte è coperta in un tipo con due settori e nell'altro con tre, che unitamente al settore onde medie, formano gruppi a tre e quattro gamme.

La qualità è indubbiamente ottima essendo adoperato per le relative compensazioni nuclei ferromagnetici e condensatori in aria, mentre accorgimenti interessanti ne fanno un oggetto singolare.

Infatti le bobine in numero di sei ed otto, sono montate su di una piastra ruotante entro un tamburo che viene fissato al telaio. Al coperchio è previsto l'attacco dei diversi collegamenti. Fori di accesso ne permettono la regolazione dei nuclei e compensatori, mentre i coltelli posti anch'essi sulla piastra rotante mettono in collegamento le bobine interessate, a seconda della posizione dell'albero di comando. Il pregio principale è che il disco ove si trovano sistemati tutti i componenti è innestato a sistema baionetta all'albero di comando, e quindi togliendo il coperchio senza dissaldare nessun collegamento è possibile sfilare il disco supporto e ispezionare con estrema facilità i varii componenti.

Oltre a questo pregio importante per l'economia di tempo, ve ne sono altri altrettanto vantaggiosi, fra cui, che le bobine sono fissate al nocciolo centrale a mezzo incastro, quindi con la semplice dissaldatura dei contatti si toglie dal supporto la bobina. Che i contatti sono fissati sulle rispettive basette con semplice piegatura e quindi in caso di sostituzione basta raddrizzarli semplicemente, sfilarli e sostituirli con altri nuovi. Che i fori dei compensatori danno visibili solo quelli appartenenti alla gamma inserita in circuito; che infine il tutto riunisce i pregi degli altri gruppi rotativi di grande dimensione e di eccessivo costo, e quindi alla portata di tutti i costruttori.

Per quanto riguarda gli altri punti della Sua lunga lettera, attenda fiducioso perchè si tratta, per la massima parte, di progetti in via di attuazione.

Un'ultima avvertenza (e questo diciamo non solo a Lei, ma a tutti indistintamente): non abbia timore alcuno nel farci proposte od appunti, purchè ragionevoli, non siamo cerberi come forse Ella crede e non scaglieremo sul suo capo i fulmini della nostra ira per così poco.

♣

Riferendoci a quanto detto in precedenza, vorremmo ora parlare delle proposte che numerose ci pervengono e che purtroppo non possiamo assolutamente prendere in considerazione alcuna. Di queste ci accontentiamo di citare le più comuni.

Ai Lettori che ci pregano di aumentare il numero delle pagine di testo rispondiamo una volta per tutte. Con la situazione odierna è assolutamente impossibile. Solo contorsionismi da acrobati ci consentono di conservare il prezzo della Rivista su di una base ragionevole. Un aumento di pagine porterebbe il prezzo della Rivista ad una cifra non più alla portata di tutte le borse. Ciò perchè, contrariamente ad una volta, il costo della pubblicazione dipende in primo luogo dal costo della carta. E la carta, in questi ultimi tempi, è salita a cifre impossibili.

Altri si lamenta dicendo che noi facciamo pagare al lettore le pagine di pubblicità. Ergo, abolire le pagine contenenti inserzioni pubblicitarie e sostituirle con altre di testo. L'affermazione contiene un errore in partenza che, se chiarito, fa automaticamente cadere l'asserto. E l'errore è questo: la pubblicità, ammesso che sia necessaria, e lo è, occupa delle pagine che il lettore non paga perchè già pagate dalla pubblicità stessa. Quindi togliere le inserzioni pubblicitarie vuol dire unicamente diminuire il numero totale di pagine, non certo aumentare quelle di testo, per le considerazioni già riportate.

♣

Ciò è tanto vero che il fascicolo 13-14, la cui data di preparazione è venuta a coincidere con le vacanze estive e per il quale è risultata maggiormente laboriosa la raccolta dei testi pubblicitari, ha veduto la luce con un numero ridotto di pagine. Ma con una mole presso che uguale al solito di pagine di testo.

♣

Detto questo, passiamo ad altro e cediamo la penna a i1PS (Piero Soati) che vuol scrivere qualche nota in margine alla riunione tenuta a Milano dalla ARI in concomitanza alla Fiera Campionaria di Milano.

♣

Non è nostro particolare compito criticare o sollevare obiezioni su quanto si fece e si discusse durante la riunione annuale dell'A.R.I. tenuta a Milano il 21 giugno u. s. Per la verità vi assistemmo con la speranza che da essa dovesse scaturire un qualcosa di sostanziale e di concreto onde risolvere quelle spinose questioni che da tempo gravano sulla già numerosa famiglia dei radianti italiani. Purtroppo dovemmo fare l'amara constatazione che troppo tempo è stato perduto in discussioni oziose; discussioni che, non essendo in definitiva giunte a termine, non servirono a nulla ed in linea di massima lasciarono le cose tali e quali erano in partenza. Se tale risultato faceva parte delle previsioni sarebbe stato molto più opportuno dare alla riunione, anzichè una veste di ufficiosità, un carattere puramente turistico e simbolico, cosa possibilissima data la concomitanza della Fiera di Milano.

Si discusse infatti di potenze, con relative richieste di aumenti o di diminuzioni, ed a tale proposito si portò anche un discreto attacco a i1RM che è uno dei nostri pochi OM che possa dimostrare all'estero che anche in Italia esiste qualche autentico radiante, ma in definitiva nessuna risoluzione fu presa affinchè tanto i 10 quanto i 200 e più watt ricchi di RAC e QSX, che dai nostri QRA si irradiano verso il mondo fossero eliminati. Si difese o si combattè la CW, e nessuno più di chi per anni ed anni con essa guadagnò il pane quotidiano, può affermare quanto sia interessante ed

avvincente. Si dimenticò di insistere sul fatto che prima di dedicarsi a tale attività (e non solo a questa ma anche alla fonia) un OM dovrebbe conoscere almeno i principi più elementari della radiotecnica (l'amico i1AB è certamente d'accordo con noi su questo punto!). Tale richiesta può anche sembrare un paradosso, purtroppo chiunque è in grado di constatare quanti sono coloro che « prendono l'aria » senza aver la più pallida idea di che cosa significhi la parola radio: e qui sarebbe veramente il caso di chiederci a che cosa servono i delegati ed i presidenti di sezione, vuoi di questa, vuoi di quella Associazione.

Si discusse molto di QSO a catena, di gamme sature di QRM, di enormi magagne che rendono penosa la situazione locale dei nostri radianti, ma mentre in America come in Russia, in Africa come in Oceania, per concedere le licenze si richiedono particolari esami e lunghi periodi di tirocinio dedicati alla intercettazione dei messaggi dilettantistici, in Italia si rilasciano nominativi con garanzie così effimere che continuando di questo passo il cosiddetto radiantismo italiano servirà ad uso esclusivo di borsaneristi e di coppie amorose.

Ed infine, perchè non approfittare dell'occasione per discutere frontalmente e risolvere quei problemi che sono causa di antagonismo fra le due note Associazioni radiantistiche italiane, problemi che da troppo tempo sono in sospeso e che in definitiva si ripercuotono gravemente sugli interessi degli OM?

Ci fu detto che il Presidente del Radio Club d'Italia si trovava a Milano (chi ce lo disse è voce autorevole della ARI) non valeva dunque la pena di invitarlo alla riunione? Secondo il nostro modesto punto di vista l'invito non avrebbe minimizzato nessuno, anzi sarebbe stata una dimostrazione di forza e di stile ben gradita anche dagli aderenti all'ARI e che probabilmente, con discussioni aperte, anche se non calme, (meglio che non attraverso sterili polemiche), avrebbe potuto portare se non ad una risoluzione almeno ad una chiarificazione dell'odierna situazione che, ripetiamo, si ripercuote unicamente a danno dei radianti. Gli OM, infatti, a causa della lotta che tacitamente (ma non sempre) si svolge fra le due Associazioni, che naturalmente tentano di conquistare o di difendere la supremazia di una su l'altra, vedono rimandare alle calende greche l'attuazione di quelle che sono le loro maggiori aspirazioni.

Non dilunghiamoci in polemiche inutili: vorremmo soltanto che fossero messi da parte quei puntigli personali che altro non servono che a danneggiare gli interessi ed il buon nome del radiantismo italiano. Buona volontà e reciproco spirito di comprensione sono la divisa degli OM, con queste due basi di partenza si dovrebbe fare molta strada, noi nutriamo fiducia che l'esempio verrà dall'alto!

i1PS

Dalla riunione tenuta a Milano il 21 giugno u. s. molta acqua è passata, come si suol dire, sotto i ponti. Il punto è stato fatto da i1PS, e non saremo noi a tornare sull'argomento. La XII riunione annuale dell'ARI ha lasciato degli strascichi, che oggi, a circa due mesi di distanza, appaiono più gravi di quanto non si pensasse in un primo tempo. In seno all'ARI soffia un venticello di fronda che non sappiamo proprio dove possa trascinare la misera barchetta del radiantismo italiano. Forse troppe parole e pochi fatti hanno portato a questo punto. Molti sono gli scontenti, forse troppi. Ci auguriamo però sinceramente che, qualsiasi decisione possa essere presa e da qualunque parte, essa porti all'agognata sistemazione del radiantismo italiano.

Frattanto, mentre componiamo queste note, a Pisa il Radio Club d'Italia, ente morale per lo studio e la diffusione della radiotecnica, organizza per il 7 settembre il I° Congresso dei Radianti Italiani. Non appena ce ne sarà possibile informeremo quanti non ne saranno già venuti a conoscenza delle decisioni prese a Pisa, con la speranza di poter comunicare buone nuove. Siamo sempre stati accaniti sostenitori di una unica associazione tra radianti a carattere nazionale, pertanto non possiamo che terminare auspicando di nuovo l'unione di tutti i radianti italiani sotto una unica insegna, quell'insegna che essi, liberamente, vorranno scegliere.

NOTE DI ASCOLTO - Giugno 1947

Metri 40

I1ST 589 - I1MQ 589 - I1FM 589 - I1AKT 589 - I1CW 599 - I1AB 599 I1AAJ - 588 I1PP 588 - I1BOB 589 - I1LI 589 - I1KH 578 - I1XV 599 - I1RCP 579 - I1BQ 589 - I1RMR 589 - I1PAZ 588 - I1AJW 589 - I1TA 578 - I1MV 589 - I1CKL 578 - I1FIF 567 - I1RV 578 - I1KRD 578 - I1CBA 578 - I1RQF 588 - I1KU 578 - I1BL 578 - I1AET 578 - I1ABQ 589 - I1FSG 588 - I1ALW 588 - I1QW 589 - I1AKB 588 - I1PT 589 - I1AT 589 - UA1AN 578 - ZL2RT 578 - W3RTY 588 - F8JJ 578 - G3AAE 599 - PA0SY 589 - SP3WK 589 - I1KK 588 - I1PO 589 - I1AJS 578 - I1ZI 589 - I1IZ 578 - I1RBT 588 - I1IL 578 - I1US 588 - I1RSB 589 - I1KBL 588 - I1ANS 588 - I1LN 589 - I1KLA 589 - I1CF 589 - I1DI 589 - I1FI 588 - I1FE 589 - I1PG 588 - I1STM 588 - I1RS 578 I1TT 578 - I1KBT 589 - I1KHT 589 - I1FUY 589 - I1HR 578 - I1PT 589 - I1BBA 579 - I1FFG 589 - I1KKK 589 - I1BST 599 - I1BIL 578 - I1AG 589 - I1KR 589 - I1SP 589 - I1TJ 589 - I1CR 589 - I1ON 578 - I1HHR 578 - I1WO 589 - I1MN 589 - I1BA 577 - I1AJA 578 - I1KTA 599 - I1BA 578 - I1EC 578 - I1FQR 578 - I1GG 589 - I1AAJ 589 - I1TL 589 - I1AE 577 - I1GF 578.

Metri 20

VK3KR 579 - VK3UQ 589 - VK3RT 578 - ZL3DE 578 - ZL3FR 578 - OQ5BR 578 - VQ4KBC 578 - EA8J 578 - VP2LA 589 - KP4AO 589 - XE1A 578 - XE1QS 589 - TI1RA 578 - VP4TB 589 - CX2AX 578 - CX2CO 578 - YV4AN 589 - CE3AE 578 - VU7BR 578 - VS2BJ 578 - CR8EH 578 - ZC1AL 578 - XZ2AA 588 - ZL4CK 588 - ZL4GS 599 VK3VJ 589 - VQ5JN 589 - W5JSB 588 - W6DUC 589 - W9ABB 589 - ZB1AF 589 - VS1BX 589 - EP1AL 578 - UA9CB 578 - UO5VW 588 - PY2AC 578 - VS7EV 588 - UA0KTU 578 - ZL2QM 589 - PY0ADJ 589 - EI9I 588 - EI9Q 589 - LU1VC 589 - PA0LR 589 - EL5B 589 - VO6K 578 - HK1DZ 589 - CP2AR 589 - KG6AI 578 - ZM6AM 588 - HH2CW 578 - YN1HB 578 - CE1BE 578 - VP4TA 578 - J2AKK 578 - CM2JK 589 - VE7ZM 578 - W4LHQ 578 - ZD1AO 599 - C6YZ 578 - TF3EA 588 - ZS6IM 578 - UA1AB 589 - OK1LM 588 - OK1KK 578 - YN1LB 589

(I1PS)

NOTE DI ASCOLTO - Luglio 1947

Metri 40

MATTINO

I1DR 578 - I1VE 578 - I1ADV 578 - I1PTV 578 - I1AJG 588 - I1AAJ 578 - I1KLA 578 - I1YA 568 - I1AFW 568 - I1RDJ 576 - I1PB 578 - I1QV 578 - I2BG 577 - I1FE 588 - I1APV 568 - I1BB 577 - I1GA 578 - I1BQ 588 - I1BG 587 - I1ATM 578 - I1AKT 577 - I1ASD 578 - I1TG 598 - I1WG 578 - I1REO 578 - I1PN 567 - I1CU 566 - I1KTF 578 - I1KR 568 - I1AAI 578 - I1APS 576 - I1FI 589 - I1RGR 568 - I1RSC 578 - I1WP 578

POMERIGGIO

I1PG 577 - I1PGE 447 - I1ABQ 589 - I1KTA 589 - I1XT 578 - I1APP 578 - I1RDG 579 - I1TG 539 - I1ABL 568 - I1WRZ 578 - I1PDS 568 I1VN 558 - I1CKL 578 - I1VCF 578 - I1AKU 588 - I1WAS 578 - I1AFL 568 - I1WNF 588 - I1WMS 578 - I1RPR 588 - I1WAH 568 I1GHL 577 - I1MAZ 578 - I1ODG 578 - I1AHJ 588 - I1TMG 578 I1LH 578 - I1AUM 578 - I1AKT 577 - I1RGI 574

SERA

I1GEA 578 - I1TIH 568 - I1BBS 578 - I1WI 568 - I1NN 588 I1PAL 578 - I1AHS 577 - I1NT 578 - I1AKN 588 - I1STM 578 - I1WAL 578 - I1AB 588 - I1GHL 578 - I1AMS 568 - I1AKD 578 - I1KTB 588 - I1FK 578 - I1ZG 578 - I1NL 578 - I1WAG 578 - I1WG 578 - I1VK 578 - I1VC 578 - I1RG 567 - I1KTA 589 - I1LD 588 - I1KTS 577 - I1LW 588 - I1PA 577 - I1CR 588 - I1BPL 588 - I1CKL 588 - I1CA 578 - I1ANS 578 - I1QW 588 - I1AOQ 578 - I1ALW 578 - I1YK 578 - I1HHO 589 - I1SIG 567

Metri 20

MATTINO

G2DY 589 - G6OS 578 - G5ZK 578 - G8IO 578 - G5ZN 589 - G6CW 578 - ON4PS 578 - G6FG 578 - SM3IL 578 - F8BS 589 - UA3BV 578 - VK3PT 576 - ZL2CU 578 - ZL4GA 589 - VS6AR 578 - VK2GD 578 - LA2A 567 - VS7EV 578 - VU2FO 578 - W6DUC 578 - EA9KT 568 - OZ7ON 578 - W1WFV 578

POMERIGGIO

VK3XN 578 - ZL2MQ 588 - VS1BX 578 - VS7EV 568 - UA8CB 578 - VS6AA 568 - CN8AB 578 - W3DHM 578 - VO5RT 578 - ET1JK 568 - W6VKR/T 578 - XS2X 588 - XS2Y 578 - VW2ACD 578 - ZS6RY 578 - VU2GU 578 - F8LA 578 - GI5UR 578 - YR5H 578 - OK1HR 578 - SV1BU 578 - YN567 567

SERA

SM7WE 588 - GM2DL 578 - UA1AN 588 - RA6HH 558 - FB8NL 568 - LU5BR 578 - PY1HP 588 - PY2FR 589 - CX3CO 578 - LU3AX 578 - GE2GT 578 - CM2BA 588 - HH2SJ 587 - W2IC 578 - W8ELM 588 - CO2MA 578 - EI9Q 578 - TR2SK 578 - PY2BT 589 - PY7AT 578 - CX3CN 578 - CE1GU 578 - XE2DD 589 - UA3BQ 589 - W7JHP 579 - CN8MA 588

(I1P8)

l'antenna

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIX - N. 15-18 - AGOSTO-SETTEMBRE 1947 - PREZZO LIRE 300

I TUBI ELETTRONICI COME OSCILLATORI (*)

di Vincenzo Natrella

1. - Generalità

Un tubo elettronico lavora come amplificatore quando applicando un segnale oscillante di una determinata frequenza e forma d'onda al circuito di griglia, si ritrova detto segnale con le medesime caratteristiche di frequenza e forma d'onda, ma notevolmente accresciuto di ampiezza, sul circuito anodico. Possiamo perciò affermare che un amplificatore non è altro che un generatore di oscillazioni nel quale il fenomeno oscillatorio è comandato dal segnale applicato alla griglia (eccitazione esterna).

Supponiamo ora di trasferire con un mezzo qualsiasi una parte del segnale amplificato ricavato all'uscita di un amplificatore, al circuito di griglia dello stesso: si verificherà in tali condizioni il fenomeno conosciuto sotto il nome di reazione, per cui il segnale si ritroverà in definitiva ancora amplificato sul circuito anodico dando luogo ad un aumento o diminuzione dell'amplificazione, secondo che giunga in fase od in opposizione di fase al segnale originale (reazione positiva o negativa).

Nel caso di reazione positiva spingendo tale trasferimento di energia tra circuito anodico e di griglia ad un valore sufficiente si giungerà ad ottenere un effetto oscillatorio persistente, i circuiti anodico e di griglia del tubo saranno sede di oscillazioni senza più la necessità di eccitazione esterna: il tubo funzionerà cioè come un generatore di oscillazioni propriamente detto.

Riferiamoci allo schema di principio di un oscillatore di fig. 1 dove il trasferimento di energia tra circuito anodico e circuito di griglia è ottenuto per mezzo di un trasformatore T; l'avvolgimento secondario di questo è direttamente accoppiato con l'induttanza del risuonatore ed R è la risultante della resistenza di carico e della resistenza interna del tubo. Supponendo che la corrente di griglia sia nulla, possiamo dire che il rapporto tra l'ampiezza della componente alternativa della tensione di griglia V_g e quella anodica V_a sia eguale al rapporto di trasformazione a vuoto:

$$\gamma = \frac{M}{L'}.$$

In tali condizioni alla griglia del tubo si ha una tensione $V_g = \gamma V_a$, e detto g_m il valore della mutua conduttanza del tubo si avrà la componente alternata della corrente anodica:

$$I_a = g_m V_g = g_m \gamma V_a$$

la quale divisa per l'impedenza del circuito anodico ci dà il valore della tensione alternata ai capi di esso, che in condizioni di funzionamento stabile è ancora il valore V_a.

Come si vede un tubo oscillatore non è altro che un amplificatore auto eccitato.

Fig 1

La trattazione analitica del fenomeno è piuttosto laboriosa e ci porterebbe troppo lontano. Il funzionamento degli amplificatori non si può spiegare ricorrendo all'ipotesi semplificativa delle caratteristiche anodiche lineari, poichè in tale caso si arriva alla assurda conclusione che il circuito è sede di una oscillazione di ampiezza sempre crescente con legge esponenziale nel tempo. Per avere una esauriente spiegazione dei fenomeni bisogna tenere conto della caratteristica anodica del tubo ed esprimere la corrente anodica in funzione della tensione anodica e di griglia $i_a = f(V_a, V_g)$. (Una esauriente trattazione dell'argomento si deve a Van der Pol, P.I.R.E., 1934, p. 1051).

Tutte le teorie fino ad oggi sviluppate risultano tuttavia di laboriosa e difficile applicazione pratica per cui si preferisce in genere ricorrere ad ipotesi restrittive e da queste dedurre delle relazioni valide con buona approssimazione.

Il metodo più seguito praticamente per determinare il valore delle grandezze in gioco in un oscillatore è quello di fissare uno schema per stabilire alcune grandezze in base ai dati sperimentali forniti dal costruttore del tubo e di sviluppare il calcolo analogamente a quanto si fa per gli amplificatori in classe C. (Vedi « *l'antenna* », luglio-agosto 1946, p. 129).

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione il 20-5-1947.

L'alta stabilità di frequenza è il requisito fondamentale di un oscillatore ed i concetti generali da tenere presenti nel disegnare il circuito sono: *a*) il circuito oscillante deve avere il coefficiente di risonanza quanto più alto è possibile; *b*) l'accoppiamento tra circuito anodico e circuito di griglia è consigliabile sia di poco superiore a quanto strettamente necessario a mantenere innescate le oscillazioni.

2. - Gli oscillatori nella pratica

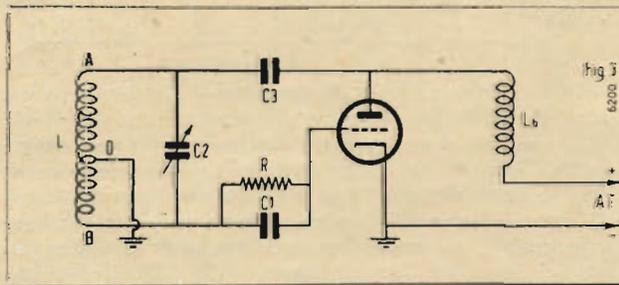
Lo schema di fig. 2 è molto usato nella costruzione di piccoli generatori per onde medie e lunghe; si tratta di un circuito semplicissimo e dopo quanto è stato già detto non è necessario dilungarsi sul suo funzionamento.

La tensione negativa di polarizzazione della griglia del tubo è data dalla resistenza R_1 che provoca una caduta di tensione a spese della corrente di griglia, il condensatore C_1 permette il passaggio delle correnti a radiofrequenza. Il valore di R_1 varia da 1000 a 50000 ohm a seconda del tubo impiegato e delle condizioni di funzionamento che si vogliono realizzare. Per ottenere un buon funzionamento dell'oscillatore è necessario che il prodotto $C_1\ R_1$ sia all'incirca eguale a $5 \div 10\pi\sqrt{LC}$. Per avere una buona stabilità di frequenza deve essere inoltre verificata la condizione

$$\rho \sqrt{\frac{C}{L}} > 20 \div 30$$

dove ρ è la resistenza interna del tubo, per evitare inoltre la presenza di armoniche è necessario lavorare con tensioni anodiche non troppo elevate.

3. - Circuito Hartley

In questo circuito rappresentato in fig. 3 il trasferimento di energia dal circuito anodico a quello di griglia è ottenuto per mezzo di un autotrasformatore L. La frequenza della oscillazione generata è determinata dal circuito oscillante L, C. La presa intermedia D della bobina è collegata a massa per cui il tratto AD dell'induttanza fa parte del circuito anodico (per quanto riguarda l'alta frequenza), il tratto BD fa parte di quello di griglia. L'eccitazione di griglia è quindi data da quella parte della tensione alternata che compete al tratto BD dell'induttanza L che in questo caso funziona da autotrasformatore. L'accoppiamento più adatto tra circuito anodico e di griglia va cercato per tentativi spostando opportunamente la posizione del punto D, in genere tra B e D è compreso un numero di spire pari ad un terzo circa di quelle di tutta l'induttanza AB.

Il condensatore C_3 deve avere un valore di circa 250÷500 pF ed ha lo scopo di impedire il passaggio della componente continua della tensione anodica. L'induttanza L_b serve per evitare fughe verso massa attraverso l'alimentatore del segnale generato e deve essere circa dieci volte più grande in valore dell'induttanza L del circuito oscillante.

Il circuito Hartley è usato generalmente per frequenze da 1.75 a 28 MHz.

4. - Oscillatori accordati sul circuito anodico e di griglia

Questi oscillatori sono essenzialmente usati per onde corte e cortissime, come si vede dallo schema di fig. 4, vi sono due circuiti accordati separati, uno anodico ed uno di griglia e nessun accoppiamento induttivo esiste tra essi. Il trasferimento di energia tra il circuito anodico ed il circuito di griglia, condizione necessaria perchè l'oscillatore possa funzionare, avviene attraverso la capacità interna del tubo tra griglia ed anodo.

Il valore della frequenza delle oscillazioni è determinato dal circuito risonante anodico; scopo del circuito di griglia è di controllare la frequenza di quella parte del segnale che attraverso la capacità interna del tubo fornisce la necessaria eccitazione alla griglia.

Il circuito descritto può essere anche realizzato montando due tubi in controfase secondo lo schema di fig. 5, questa disposizione è usata sopratutto nel campo delle onde ultra corte.

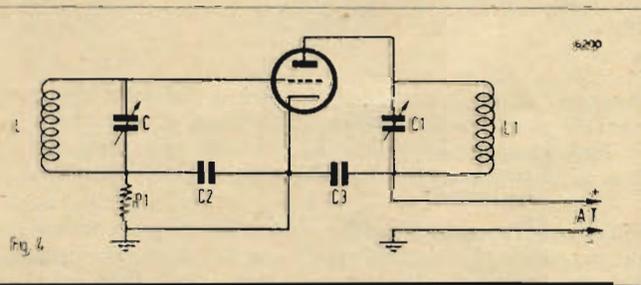
5. - Circuito ECO

Per ottenere una elevata stabilità della frequenza, come già è stato detto, è necessario che l'accoppiamento tra circuito anodico e circuito di griglia sia il più possibile vicino a quello strettamente necessario per mantenere il regime oscillatorio.

In generale il circuito anodico degli oscillatori deve fornire la potenza necessaria per l'eccitazione di amplificatori o, come spesso avviene in piccoli trasmettitori, essere collegato direttamente all'antenna.

Negli amplificatori la corrente di griglia e quindi la potenza di eccitazione varia col variare dell'impedenza di carico del circuito anodico (determinata per esempio dalla modulazione). Tali variazioni di carico sono quindi sentite anche dall'oscillatore e danno luogo a variazioni della frequenza generata.

Per ottenere una grande stabilità è stato studiato un circuito nel quale si sono combinate in un sol tubo la funzione di oscillatore e di amplificatore (fig. 6 e 7).

Si ricorre ad un tubo con griglia schermo. Catodo, griglia e griglia schermo sono utilizzati come un triodo oscillatore realizzato secondo il circuito Hartley. Degli elettroni emessi dal catodo una parte vengono raccolti dalla griglia schermo, e sono quelli che provvedono a mantenere in oscillazione il circuito, mentre i rimanenti vengono attratti dall'anodo e danno luogo ad una corrente anodica controllata dal fenomeno oscillatorio che si manifesta tra griglia schermo e griglia controllo del tubo medesimo.

Il circuito anodico del tubo, che può essere accordato o no, è quindi percorso da una corrente oscillante indipendente dal potenziale applicato all'anodo (cioè dall'impedenza di carico): la frequenza delle oscillazioni generate dipende cioè esclusivamente dal circuito di griglia e si ha così una grande stabilità.

Nel circuito sopra descritto l'accoppiamento tra oscillatore propriamente detto e circuito di uscita è affidato alla corrente elettronica e perciò esso viene denominato E.C.O. (electron-coupled oscillator).

Il circuito accordato di griglia è bene presenti una elevata capacità e precisamente si dovrà usare un condensatore di capacità non minore di 500 pF per la frequenza di 1,75 MHz, 350 pF per 3,5 MHz, 200 pF per 7 MHz. Capacità di valore minore possono essere usate per il circuito accordato anodico dove generalmente si usano condensatori da 100 pF.

elevata sensibilità come: tetrodi, pentodi, e meglio ancora pentodi a fascio elettronico (ad es. tubi tipo: 47, 6V6, 6L6, 807 ecc.); infatti per la presenza della griglia schermo la capacità griglia anodo risulta grandemente ridotta e di conseguenza minore è il trasferimento di energia tra circuito anodico e circuito di griglia, ai capi di questo sarà presente un segnale a radiofrequenza di ampiezza minore di quello presente sul circuito di griglia di un triodo che (sempre rispetto al segnale) si trovi, per quanto riguarda il circuito anodico, nelle identiche condizioni.

La posizione del punto D deve essere determinata in modo da ottenere i migliori risultati pratici e di solito è compresa tra 1/5 ed 1/3 del numero totale delle spire della bobina. La resistenza R deve essere compresa tra 50000 e 100000 ohm. La tensione più adatta di griglia schermo deve essere regolata accuratamente e si deve curare che non subisca variazioni per non compromettere la stabilità di frequenza.

6. - Stabilizzazione della frequenza mediante cristallo di quarzo

Una elevatissima stabilità di frequenza si ottiene con oscillatori nei quali si sfrutta l'effetto piezoelettrico dei cristalli di quarzo.

Un cristallo di quarzo è equivalente ad un circuito oscillante e può pertanto essere usato come elemento di controllo in un oscillatore.

Lo schema di un oscillatore con triodo stabilizzato da cristallo è rappresentato dalla fig. 8; questo circuito è equivalente a quello di un oscillatore con griglia ed anodo accordati.

Un tipico oscillatore con pentodo o tetrodo è rappresentato dal circuito di fig. 9. Il condensatore C_4 è necessario solamente quando il circuito anodico è fortemente caricato essendo in tal caso insufficiente a mantenere il regime di oscillazione il trasferimento di energia tra circuito anodico e quello di griglia attraverso la capacità interna del tubo. Il valore di tale condensatore (circa 1 pF) deve essere il più piccolo possibile per evitare, come è stato detto, il pericolo di danneggiare il cristallo.

Per quanto riguarda il circuito anodico l'esperienza insegna che è bene usare capacità relativamente basse (circa 100 pF). Il cristallo è un isolante rispetto alla corrente continua ed alla alimentazione della griglia si provvede attraverso l'induttanza L_b e la resistenza R_1 collegate in parallelo al cristallo. Il valore di R_1 è generalmente compreso tra 10000 e 50000 ohm, e quello di R_2 tra 250 e 400 ohm. E' cosa utile controllare con uno strumento a termocoppia il valore della corrente a radiofrequenza che percorre il cristallo e che è bene non sia superiore a 60 mA circa.

L'accordo esatto del circuito anodico sulla frequenza propria del cristallo si ottiene controllando la corrente anodica. Manovrando il condensatore variabile per un determinato va-

L'ampiezza delle vibrazioni meccaniche del cristallo è funzione dell'ampiezza del segnale a radiofrequenza che vi è applicato e che deve essere perciò limitato per non compromettere la vita del cristallo.

L'ampiezza del segnale presente sul circuito di griglia non deve perciò superare un determinato limite e quindi anche la potenza utile che si può ottenere risulta limitata; tanto più alta è la frequenza del segnale che si desidera generare tanto più sottile deve essere il cristallo usato e tanto minore sarà la potenza ottenibile dall'oscillatore. In pratica la potenza che si può ottenere con un circuito del tipo in parola è di circa 5 watt.

Potenze maggiori possono essere raggiunte usando tubi ad

lore della capacità C la corrente anodica subisce una brusca diminuzione, ciò è segno che il circuito oscilla, e la condizione di accordo migliore si ha per il minimo valore della corrente anodica.

Un tipo di oscillatore che ha il favore dei costruttori, perchè offre il vantaggio di poter accordare il circuito anodico o sulla frequenza fondamentale del cristallo o su di una armonica, è quello conosciuto con il nome di Tri-Tet (fig. 10).

Per limitare la corrente a radiofrequenza nel cristallo il catodo è collegato alla massa attraverso un circuito accordato non sulla frequenza del cristallo, ma su di una frequenza considerevolmente più alta.

(segue a pagina 369)

INDICATORE ELETTRONICO DELLA POTENZA D'USCITA (*)

di Giuseppe Termini

Per seguire il livello della potenza uscente da un ricevitore durante le operazioni di allineamento, serve ottimamente un tubo catodico del tipo comunemente usato per l'indicazione visiva di accordo. Una valutazione esatta della potenza uscente, che è pressochè impossibile in tal caso, data la scarsa superficie dello schermo fluorescente, non è infatti necessaria in quanto è sufficiente seguire le variazioni del livello di resa. I pregi che caratterizzano un'apparecchiatura di questo tipo sono notevolissimi e riguardano principalmente le dimensioni e il costo. Nè è da trascurare la mancanza d'inerzia delle masse in moto, che qui sono rappresentate dagli elettroni e la possibilità di agire con mezzi elettrici e con continuità sulla portata dell'indicatore stesso.

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione l'1-8-1947.

1. - Funzionamento di un tubo catodico

In un tubo catodico si distingue una sezione amplificatrice e una sezione indicatrice. Quest'ultima, posta nella parte superiore del tubo, consta di un anodo conico fluorescente e di uno o più anodi deviatori disposti radialmente e collegati all'anodo della sezione amplificatrice. L'anodo fluorescente è collegato direttamente all'alta tensione, mentre fra l'anodo della sezione amplificatrice e l'alta tensione è interposto un resistore da 1 o 2 MΩ (fig. 1). Modificando la tensione di polarizzazione della sezione amplificatrice, si ottiene di variare la corrente anodica del triodo e, conseguentemente, la tensione degli elettrodi deviatori. La corrente anodica della sezione amplificatrice può essere infatti annullata, applicando fra griglia controllo e catodo la tensione d'interdizione del tubo stesso. In tal caso la caduta di tensione ai capi del resistore R è nulla, per cui l'anodo e gli elettrodi deviatori, collegati ad esso, hanno la medesima tensione che risulta applicata sull'anodo fluorescente.

Il flusso elettronico interessante la sezione indicatrice, è sottoposto all'azione del campo elettrostatico dell'anodo fluorescente.

Gli elettrodi deviatori hanno in tal caso funzioni acceleratrici e consentono di distribuire totalmente il flusso elettronico sulla superficie stessa dell'anodo fluorescente. Per tensioni di polarizzazione successivamente comprese fra quella d'interdizione e quella del catodo ($Vg = 0$), l'intensità della corrente anodica della sezione amplificatrice, assume valori successivamente crescenti. Si può dire che l'intensità della corrente anodica varia, almeno entro certi limiti, in senso inverso alla variazione della tensione di polarizzazione. Da ciò segue una variazione della caduta di tensione che si stabilisce ai capi del resistore R e quindi una variazione della tensione esistente fra l'anodo della sezione stessa e il catodo. Si ha cioè fra anodo e catodo una differenza di potenziale che differisce tanto più da quella alimentatrice esistente a valle del resistore stesso, quanto più è elevata l'intensità dellla corrente anodica. Gli elettrodi deviatori, collegati all'anodo della sezione amplificatrice, vengono con ciò a trovarsi ad una tensione diversa da quella applicata all'anodo fluorescente. Questa differenza è proporzionale, in effetti, alla tensione di polarizzazione della sezione amplificatrice. Nelle regioni circostanti gli elettrodi deviatori, si hanno campi elettrostatici diversamente influenti il cammino elettronico, rispetto al campo dell'anodo fluorescente. Di ciò tratta appunto la fig. 2, in cui si sono riportate le variazioni della superficie fluorescente in relazione alla tensione di polarizzazione applicata. Si noti la diversa costituzione dell'immagine in relazione al numero degli elettrodi deviatori. Il diverso valore esistente fra le tensioni d'interdizione dei tubi EM1 e 6E5 e quella del tubo 6G5, è dovuta al fatto che le sezione amplificatrice di questo ultimo tipo è a pendenza variabile, mentre quelle degli altri sono a pendenza costante.

Fig 1

Fig 2

2. - Struttura e costituzione del misuratore d'uscita

Tra gli elementi determinanti la struttura del misuratore di uscita, vi è da considerare anzitutto il rapporto esistente fra le tensioni alternative che si hanno normalmente all'uscita dei ricevitori e quelle che è necessario applicare all'entrata del tubo catodico. Il valore effettivo dell'impedenza della bobina mobile di un riproduttore normale, è da considerare intorno a 3 ohm; le tensioni che si stabiliscono ai capi di essa sono pertanto comprese fra 1,73 V e 3,46 V, per potenze di uscita, rispettivamente, di 1 W e di 4 W ($V = \sqrt{P \cdot Z}$). Entro questi valori risultano stabilite anche quelle di polarizzazione dei tubi in questione; segue da

(segue a pagina 370)

CALCOLO DI INDUTTANZE PROVVISTE DI SCHERMO (*)

di G. A. Uglietti

Se il calcolo di induttanze A.F. non presenta grandi difficoltà, tuttavia l'esattezza dei risultati ottenuti ne è grandemente infirmata qualora per necessità di disaccoppiamento od altro sia necessario collocare l'induttanza in uno schermo metallico.

Attualmente l'esattezza dei valori finali di realizzazione viene ad essere in alcuni casi assai prossimamente raggiunta grazie alla circostanza che impiegandosi nella produzione corrente schermi di tipo standardizzato e quindi di misure fisse preconosciute, sulla scorta di dati sperimentali antecedenti riesce agevole stabilire una percentuale sottrattiva da attribuirsi all'effetto dello schermo, non così può dirsi quando ci si trovi di fronte al progetto di induttanze con ordine di grandezza affatto nuovo, per cui in quest'ultimo caso riesce necessario ricorrere alla trattazione matematica del problema.

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione l'11-6-1947.

1. - Generalità

La presenza di masse conduttrici metalliche o anche di altra natura (semiconduttori, metalloidi, elettroliti, ecc.) influiscono, come è constatabile mediante misurazioni dirette, conformemente ai seguenti casi:

a) La capacità mutua tra porzioni dell'induttanza è incrementata e così pure la capacità relativa tra induttanza e massa;

b) Il valore dell'induttanza subisce un incremento, un decremento o anche può rimanere invariato.

Il calcolo dell'influenza capacitiva dello schermo non presenta alcuna difficoltà dipendendo unicamente da costanti elettriche e da condizioni geometriche facilmente impostabili, passiamo quindi all'esame dell'influenza induttiva che risulta di più complessa acquisizione.

2. - Metodo di calcolo

Dal punto di vista qualitativo del fenomeno lo schermo si comporta equivalentemente a una spira chiusa in corto circuito ed accoppiata alla bobina secondo un coefficente k che come è noto rappresenta il valore del rapporto:

$$[1] \qquad k = \frac{M}{\sqrt{L_b L_s}}$$

(dove: M = induttanza mutua tra bobina e schermo; L_b = induttanza della bobina senza schermo; L_s = induttanza propria dello schermo).

La prima condizione da prendere in esame è quindi quella di come uno schermo di induttanza L_s agisca sul valore di L_b in funzione di k.

Analizzando la [1] si possono precisare i vari fattori che intervengono nel fenomeno e precisamente: $M = \sqrt{L_b L_s}$, ossia la mutua induzione M è ancora espressa in funzione di induttanze, possiamo quindi esaminare i fattori determinanti delle medesime.

In generale si ha:

$$[2] \qquad L_b = \frac{1{,}256\ N^2 \cdot 10^{-8}}{l/\mu S} \operatorname{sen} \alpha$$

(dove: L_b = induttanza in henry; N = numero delle spire; l = lunghezza magnetica in cm; S = sezione della bobina in cm^2; μ = permeabilità del mezzo; α = angolo eventuale tra piano spire e asse bobina); va da sè che in pratica N coinvolge un termine resistivo R non essendovi in pratica bobine avvolte con fili di conduttività infinita, per cui a rigor di logica occorre esprimerci in termini d'impedenza per non trascurare R e indicando con Z_b l'impedenza della bobina in assenza dello schermo si ha:

$$[3] \qquad Z_b = R_b + j\omega L_b$$

e per lo schermo:

$$[4] \qquad Z_s = R_s + j\omega L_s$$

l'impedenza risultante della bobina in presenza dello schermo è necessariamente:

$$[5] \qquad Z_b' = R_b + j\omega L_b + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s}$$

(dove: Z_b = impedenza bobina; Z_s = impedenza schermo; Z_b' = impedenza risultante; R_b = resistenza bobina; M = ve. di [1]; $\omega = 2\pi f$).

Razionalizzando il denominatore del secondo termine e raggruppando i termini reali ed immaginari, si ha:

$$[6] \qquad Z_b' = R_b + \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} R_s + j\left(\omega L_b - \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \omega L_s\right)$$

da cui risulta che si può prendere in esame il comportamento della bobina in presenza dello schermo come se questi non esistesse e la impedenza Z_b anzichè $R_b + j\omega L_b$ [3] fosse Z_b' [5], ossia come se la resistenza R_b della bobina fosse:

$$[7] \qquad R_b' = \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} R_s$$

e la reattanza $\omega L_b'$ della medesima:

$$[8] \qquad \omega L_b' = \omega L_b - \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \omega L_s$$

nella [6] e nella [7] si può porre:

$$[9] \qquad R_s^2 + \omega^2 L_s^2 = Z_s^2$$

e quindi:

$$[10] \qquad \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} R_s = R_s' \qquad \text{ed} \qquad \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} L_s = L_s'$$

dove R_s' ed L_s' sono rispettivamente la resistenza e l'induttanza dello schermo riportate alla bobina.

Il termine: $\omega^2 M^2 / Z_s^2$ rappresenta l'impedenza trasferita per accoppiamento e quindi la [6] si può scrivere in via semplificativa:

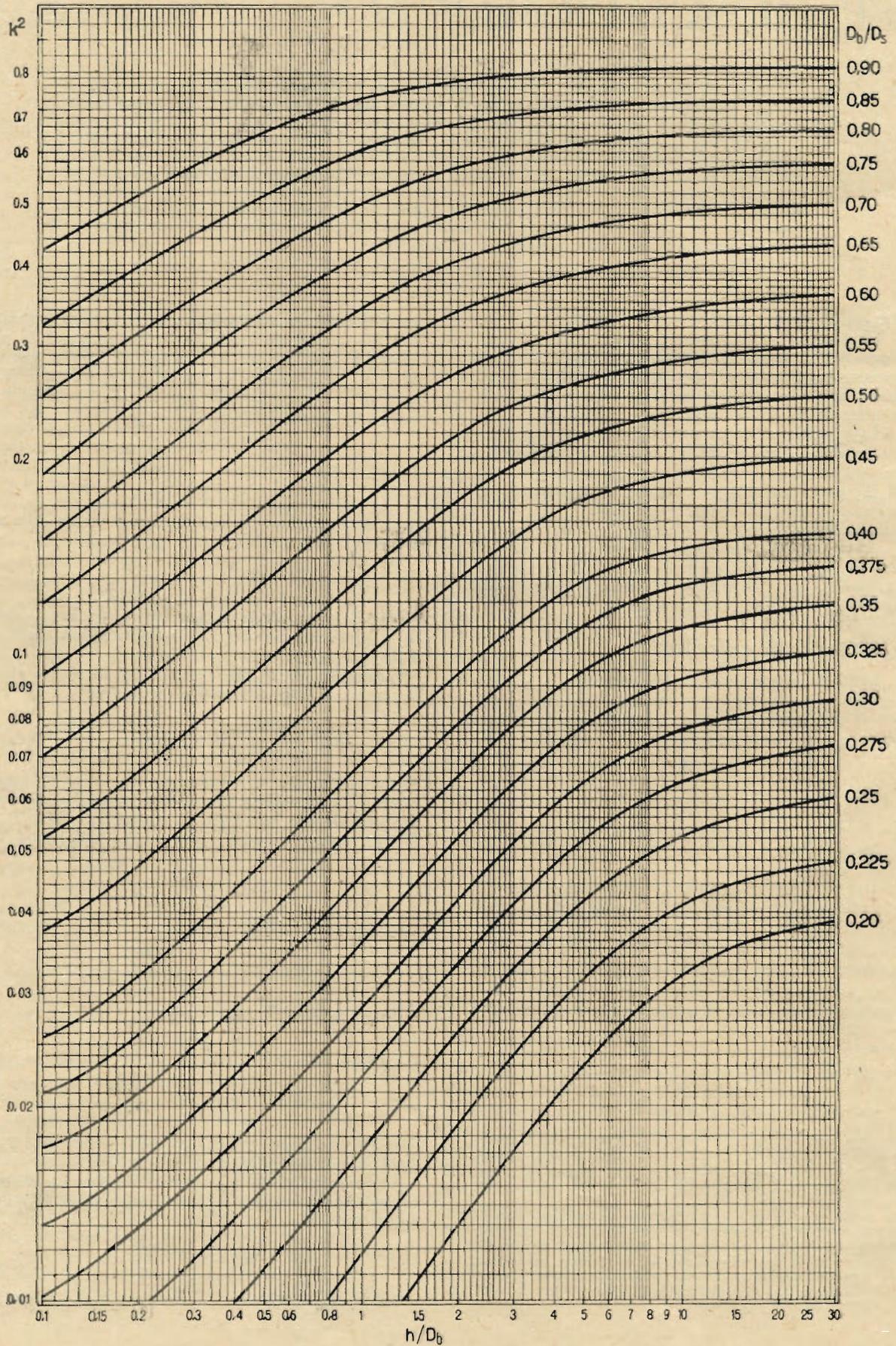
$$[11] \qquad Z_b' = Z_b + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}$$

Dal confronto della [3] e della [6] segue che il decre-

Questo stesso argomento è stato trattato dall'autore, riassuntivamente, nel fascicolo di Luglio u. s. di ELETTRONICA. Sulla stessa rivista era riportata, in luogo dell'abaco di pagina 354, una tabella per la determinazione dei coefficienti percentuali di riduzione dell'induttanza di una bobina entro uno schermo cilindrico. Tale tabella ha, di fronte all'abaco citato, lo svantaggio di una minore precisione.

ABACO PER LA DETERMINAZIONE DEL VALORE DI k^2

in funzione del rapporto h / D_b e per diversi valori del rapporto D_b / D_s

(h = altezza della bobina, D_b = diametro della stessa, D_s = diametro dello schermo)

mento del valore d'induttanza L_b della bobina dovuto allo schermo è:

$$[12] \qquad \Delta L_b = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s^2} L_b$$

resta quindi stabilito che uno schermo metallico non magnetico e buon conduttore (R_s trascurabile) influisce sulla bobina entrocontenuta a scopo schermante, come segue:

1) la resistenza R_b della bobina aumenta al valore R_b' secondo la relazione:

$$[13] \qquad R_b' = R_b + \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} R_s$$

2) l'induttanza L_b della medesima diminuisce al valore L_b':

$$[14] \qquad L_b' = L_b - \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} L_s$$

3) l'impedenza Z_b diventa Z_b' [6]:

$$[15] \qquad Z_b' = R_b + \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} R_s + j\left(\omega L_b - \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \omega L_s\right)$$

4) come conseguenza diretta anche il fattore di merito Q della bobina scende al valore Q' secondo la relazione:

$$[16] \qquad Q' = \frac{\omega L_b'}{R_b'} .$$

3. - Considerazioni

Dalla [11] si vede che la presenza dello schermo equivale a modificare il valore d'impedenza della bobina e precisamente la resistenza della medesima passa dal valore R_b a quello R_b' [7]; nonchè quello della reattanza passa dal valore ωL_b a $\omega L_b'$ [8]; si è visto come da semplici misurazioni si possono constatare tre effetti diversi dovuti alla presenza dello schermo, e precisamente si ha: variazione nulla del valore di induttanza della bobina, quando lo schermo è costituito da materiale avente un coefficente di permeabilità $\mu > 1$ nel qual caso l'aumento di L_b conformemente alla formula [2] eguaglia l'effetto contrario dato dall'impedenza trasferita per accoppiamento $\omega^2 M^2/Z_s$: oppure lo schermo si trova in pratica così lascamente accoppiato alla bobina da non influire sensibilmente su di essa, ossia al limite si ha una variazione infinitamente piccola in funzione di una distanza infinitamente grande dello schermo dalla bobina.

Si ha un aumento del valore dell'induttanza dovuto alla influenza dello schermo quando la permeabilità del materiale di cui è costituito quest'ultimo ha un valore di μ maggiore di 1.

Tuttavia questi sono i casi che in pratica non si riscontrano comunemente in quanto vengono generalmente adottati schermi metallici non magnetici e di dimensioni ridotte. In quest'ultimo caso lo schermo ha una resistenza intrinseca minima per cui l'impedenza ha indole essenzialmente reattiva; la componente resistiva dell'impedenza trasferita per accoppiamento è di conseguenza piccola ed in ogni caso sempre minore della componente reattiva, avendosi come conseguenza sempre un decremento del valore induttivo della bobina.

Si può dimostrare che le perdite introdotte dalla presenza dello schermo e quindi conseguente riduzione del fattore di merito Q nonchè del valore dell'induttanza della bobina è minore quanto maggiore è il rapporto tra i rispettivi diametri e minore la resistenza A. F. dello schermo stesso: è quindi di somma importanza usare schermi sufficentemente ampi in tutte le dimensioni e costituiti da metalli buoni conduttori o quantomeno con superfici ramate o argentate.

4. - Metodo semplificato

Se si volesse far uso delle formule fin qui trovate per la applicazione alla risoluzione di casi pratici, ciò comporterebbe una tale perdita di tempo che nella maggioranza dei casi risulterebbe completamente ingiustificata. Si può giungere a procedimenti di calcolo più spediti se si approfitta della fortunata circostanza precedentemente precisata per cui in pratica devono e sono usati schermi aventi una resistenza propria molto piccola e quindi trascurabile rispetto alla reattanza, senza pregiudicare il grado di esattezza del metodo, per cui in luogo della [14] si può prendere in esame la [12] che si presta ad essere ulteriormente semplificata eliminando R_s, la medesima diventa:

$$[17] \qquad \Delta L_b = \left(\frac{M}{\sqrt{L_b L_s}}\right)^2 \cdot L_b$$

e tenendo presente la [1] si ha:

$$[18] \qquad \Delta L_b = L_b k^2$$

dove k ed L_b hanno i significati già loro attribuiti in precedenza. Nello schermo l'induttanza della bobina diventa:

$$[19] \qquad L_b' = L_b - \Delta L_b \qquad \text{ossia:}$$

$$L_b' = L_b - L_b k^2 \qquad \text{quindi} \qquad L_b' = L_b (1 - k^2)$$

A questo punto va notato che gli elementi da conoscere affinchè il calcolo sia in pratica fattibile, sono: l'induttanza della bobina con e senza schermo e il coefficiente k. Se per i valori induttivi della bobina senza schermo non si presenta alcuna difficoltà in quanto essi sono sempre conosciuti in sede di calcolo, non altrettanto può dirsi di k che pure è indispensabile conoscere per ricavare L_b'.

Tuttavia k è una funzione di condizioni geometriche ben precisabili e segnatamente dei rapporti tra i diametri della bobina e dello schermo (se ad es. quest'ultimo è cilindrico), nonchè dell'altezza dell'avvolgimento della bobina.

Applicando la formula di Gray-Grover si ha:

$$[20] \qquad k = \frac{H \sqrt{D_b D_s}}{\sqrt{L_b L_s}}$$

(dove: H = coefficiente funzione sperimentale del rapporto D_b/D_s; L_b = induttanza della bobina; L_s = induttanza dello schermo; D_b = diametro della bobina; D_s = diametro dello schermo), pertanto tenendo presente che l'induttanza della bobina, per frequenze non eccessivamente elevate, è fortemente preponderante rispetto all'induttanza dello schermo, è stato possibile tracciare l'abaco riprodotto a pagina 354, abaco che in funzione del rapporto h/D_b (riportato sulla scala delle ascisse) e per diversi valori del rapporto D_b/D_s permette il rapido calcolo dei valori assunti da k^2, da impiegare nella formula [19].

La rispondenza dei valori così calcolati è stata verificata sperimentalmente rilevandosi una concordanza più che sufficente per i fini pratici d'uso.

Un esempio chiarirà meglio di altre parole l'impiego del metodo.

5. - Esempio pratico

Si abbia ad es. una Media Frequenza di dimensioni come da fig. 1 e si voglia calcolare l'induttanza che ha la bobina L_b quando si trova nello schermo pure rappresentato in sezione nella figura.

L'altezza dell'avvolgimento della bobina L_b è di 6 mm, e il diametro di 20 mm, mentre lo schermo ha un diametro di 40 mm.

Possiamo quindi scrivere:

$h = 6 \qquad D_b = 20 \qquad D_s = 40 \qquad h/D_b = 0.3 \qquad D_b/D_s = 0.5$.

Nell'abaco si cerca sull'asse delle ascisse, contraddistinto

(segue a pagina 369)

SUPERETERODINA A VENTIDUE VALVOLE (*)

(continuazione, vedi num. 7-8 e 11-12)

di B. Piasentin

ELENCO MATERIALE USATO

CHASSIS DI ALTA FREQUENZA

1 chassis in lamiera di ferro da 1 mm, di forma e dimensioni come segnate in fig. 8, opportunamente forato per fissarvi i vari componenti secondo la disposizione rilevabile dalle fotografie.

1 gruppo di alta frequenza mod. Geloso 1925. Per tale componente esiste ampia facoltà di scelta ove si voglia rinunciare allo stadio di preamplificazione di alta frequenza e usare un normale gruppo a più gamme, ciò anche in conseguenza che il gruppo 1925 oggi non si fabbrica più ed è un componente non tanto facilmente reperibile. D'altronde anche usando un gruppo normale a più gamme è possibile egualmente beneficiare di una parte dei vantaggi determinati dallo stadio preamplificatore adottando la disposizione circuitale indicata in fig. 9, disposizione largamente usata nei moderni radioricevitori americani e più dettagliatamente già descritta in uno degli ultimi numeri di questa stessa rivista. Le selettività conseguibile sarà leggermente minore di quello che si ottiene con uno stadio di preamplificazione regolarmente sintonizzato, ma praticamente è cosa trascurabile tanto più che in questo apparecchio la selettività è particolarmente assicurata dall'amplificazione di media frequenza ove sono impiegati due stadi.

1 condensatore variabile adatto per il tipo di gruppo usato (nel caso del gruppo 1925 è il mod. Geloso 843).

1 scala parlante adatta per il gruppo di alta frequenza adoperato (nel caso del gruppo 1925, è il mod. Geloso 1783).

14 zoccoli octal portavolvole; quelli per le valvole V1 V2 V3 V4 V5 V6 V7 è consigliabile siano in frequenta o materiale ceramico.

2 zoccoli octal per il collegamento degli spinotti contrassegnati con le lettere *M* ed *N* in fig. 7.

1 zoccolo a quattro piedini tipo europeo, per la stabilizzazione V15.

2 trasformatori di media frequenza Geloso mod. 703 (T1 T2).

1 trasformatore di media frequenza Geloso mod. 705 (T3).

1 impedenza di alta frequenza Geloso mod. 559 (L1).

1 impedenza di bassa frequenza da 16 H (L2) (dimensionata per una componente di corrente continua nulla e per un Q eguale a 10).

1 impedenza di bassa frequenza da 10 H (L3) (dimensionata per una componente di corrente continua nulla e per un Q eguale a 10).

1 impedenza di bassa frequenza da 100 H (L4) (dimensionata per una componente di corrente continua di 10 mA).

Fig. 9. - Come sostituire uno stadio normale di conversione, facente uso di una valvola del tipo 6A8 - 6K8 - ECH3 - ECH4, e simili, con altro avente in più uno stadio di preamplificazione in AF, ciò senza cambiare il complesso di sincronizzazione, mantenendo lo stesso gruppo di AF e lo stesso variabile.
K = catodo; G1 = griglia controllo; G2 = griglia schermo; G3 = = griglia anodica oscillatrice; G4 = griglia oscillatrice; G5 = griglia di soppressione; A = anodo.

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione il 15-6-1947.

1 potenziometro P1 a grafite da 0,3 megaohm, mod. P. F. Lesa.
1 potenziometro P2 a grafite da 0,05 megaohm.
1 potenziometro P3 a grafite da 0,05 megaohm con interuttore.
1 potenziometro P4 a filo da 2000 ohm (da sistemare per una sola regolazione a vite in fase di messa a punto).
1 potenziometro P5 a grafite da 0,1 megaohm.
1 potenziometro P6 a grafite da 1 megaohm.

1 condensatore a carta 2000 pF - C1.
1 condensatore a carta da 0,02 µF - C28.
1 condensatore a carta da 0,04 µF - C40
12 condensatori a carta da 0,05 µF tipo per A.F. - C2 C3 C4 C5 C8 C11 C13 C15 C17 C18 C19 C20.
2 condensatori a carta da 0,1 µF - C9 C10 C14 - tipi per A.F. per una tensione di lavoro di 500 V.
1 condensatore a carta da 0,15 µF - C36.
2 condensatori a carta da 0,2 µF - C26 C42.
2 condensatori a carta da 0,25 µF - C27 C33.
8 condensatori a carta da 0,5 µF - C12 C23 C32 C37 C39 C41 C45 (sullo schema di fig. 1 i condensatori C12 e C23 portano segnati i valori di 0,5, ma è preferibile usare per questi due, dei condensatori del tipo per A.F., del valore anche solo di 0,1 o 0,05 µF).
4 condensatori elettrolitici da 8 µF 500 V - C31 C34 C35 C46.
2 condensatori elettrolitici per catodo, 50 µF 30 V - C38 C43.
1 condensatore a mica da 25 pF - C6.
2 condensatori a mica da 100 pF - C24 C25.
3 condensatori a mica da 200 pF - C16 C21 C22.
1 condensatore a mica da 500 pF - C7.
1 condensatore a mica da 4000 pF - C29.
1 condensatore a mica da 6000 pF - C30.

1 resistenza da 300 ohm ½ W - R33.
2 resistenze da 500 ohm ½ W - R1 R2.
1 resistenza da 2200 ohm ½ W - R36.
5 resistenze da 3000 ohm 1 W - R7 R8 R10 R14 R41.
1 resistenza da 3000 ohm 3 W - R25.
2 resistenze da 4000 ohm 1 W - R40 R43.
2 resistenze da 5000 ohm 1 W - R29 R42.
1 resistenza da 5000 ohm 3 W - R27.
1 resistenza da 6000 ohm 3 W - R9.
1 resistenza da 10.000 ohm 3 W - R26.
2 resistenza da 10.000 ohm 2 W - R28 - R44.
1 resistenza da 25.000 ohm 2 W - R30.
1 resistenza da 35.000 ohm 2 W - R31.
4 resistenza da 50.000 ohm 1 W - R2 R3 R15 R24.
4 resistenze da 100.000 ohm 1 W - R11 R35 R37 R38.
2 resistenze da 250.000 ohm ½ W - R17 R18.
1 resistenza da 350.000 ohm ½ W - R32.
1 resistenza da 400.000 ohm ½ W - R16.
8 resistenze da 500.000 ohm ½ W - R5 R6 R13 R19 R20 R23 R34 R39.
2 resistenze da 1 megaohm ½ W - R4 R22.
1 resistenza da 2 megaohm ½ W - R21.

4 valvole tipo 6K7 (V1 V3 V4 V6).
1 valvola tipo 6K8 (V2).
3 valvole tipo 6H6 (V5 V7 V11).
4 valvole tipo 6C5 (V8 V10 V12 V13).
1 valvola tipo 6E5 (V14).
1 valvola tipo 6L7 (V9).

1 tubo stabilizzatore al neon LS150/40 (V15).

CHASSIS DI BASSA FREQUENZA

1 telaio in lamiera di ferro da 1 mm, tagliato e piegato secondo la forma e misure indicate in fig. 8, opportunamente forato per il fissaggio dei vari componenti risultanti dallo schema di fig. 2 e dalla relativa fotografia.
4 zoccoli portavalvole, tipo americano a quattro piedini.

3 zoccoli octal per il collegamento degli spinotti corrispondenti, come contrassegnati con le lettere *M E H* di fig. 7.
1 basetta rettangolare di bakelite completa di N. 8 serrafili per il collegamento delle bobine mobili ai rispettivi trasformatori di uscita.

1 trasformatore di entrata per push-pull di triodi tipo 45 (T4) in classe A, delle seguenti caratteristiche:
Rapporto totale 1/4 (1/2 per sezione);
Induttanza del primario 3 H;
Resistenza ohmica del primario 700-800 ohm;
Corrente continua ammissibile 10 mA;
Resistenza totale del secondario 5000 ohm.
Può andare anche il mod. 110-130 Geloso, ma è preferibile farlo costruire appositamente tenendo presente che la capacità propria degli avvolgimenti e i flussi dispersi devono essere minimi, stante il suo particolare impiego per le frequenze più alte della gamma acustica, il che consente appunto l'uso di una induttanza primaria modesta.
1 trasformatore di entrata per push-pull di 2A3 in classe A, delle seguenti caartteristiche (T5):
Rapporto totale 1/2,5 (1/1,25 per sezione);
Induttanza primaria minima 12 H;
Componente di corrente continua, nulla;
Resistenza primario 1400-1600 ohm;
Resistenza totale secondario 6000-8000 ohm.
1 trasformatore di uscita per push-pull di 45 in classe A, con secondario adatto per carichi da 5-7,5-10 ohm (T6). Stante il suo uso specifico per la gamma delle frequenze acustiche più elevate, ne è consigliabile l'autocostruzione tenendo presente nel suo dimensionamento che l'induttanza primaria può essere sensibilmente inferiore ai valori normalmente usati, e il flusso disperso deve essere minimo. Può essere adoperato il mod. 5402 Geloso.
1 trasformatore di uscita per push-pull di 2A3 in classe A (T7) con secondario adatto per carichi di 7,5 10 15 ohm. Ne è consigliabile l'autocostruzione poichè il dimensionamento deve essere fatto tenendo presente una induttanza primaria molto maggiore dei valori normalmente usati, stante il suo impiego per la gamma delle frequenze più basse. Può tuttavia usarsi anche il mod. Geloso 5413.
1 impedenza filtro mod. Z119R Geloso (L5).

1 condensatore a carta da 0,5 μF 1500 V - C47.
2 condensatori elettrolitici da 8 μF 500 V - C48 C49.
1 condensatore a carta da 8 μF 500 V di lavoro (eventualmente sostituibile con due separati da 8 μF in parallelo) - C50. Si sconsiglia l'uso dei comuni elettrolitici, mentre sarebbe consigliabile l'uso di un recente modello costruito da Geloso, condensatore elettrolitico speciale per amplificatori, di ben 80 μF a 500 V di lavoro, col quale la potenza e la fedeltà di riproduzione ne verrebbero tutte avvantaggiate.

1 resistenza da 1000 ohm 1 W - R47.
1 resistenza da 5000 ohm 2 W - R44.
1 resistenza da 8000 ohm 1 W - R46.
1 potenziometro a filo da 10.000 ohm - P7 (da fissare in modo da permettere una agevole regolazione a vite in sede di messa a punto).
1 potenziometro a filo da 3000 ohm - P8 (da fissare pure in modo da permettere una agevole regolazione a vite in sede di messa a punto).

2 valvole finali di potenza tipo 2A3.
2 valvole finali di potenza tipo 45.

CHASSIS DI ALIMENTAZIONE

1 telaio in lamiera di ferro da 12/10 tagliato piegato e forato come da indicazioni di fig. 8 in base allo schema di fig. 3.
2 zoccoli octal portavalvole per le raddrizzatrici V20 V21.
1 zoccolo europeo a quattro piedini per la raddrizzatrice V22.
3 zoccoli octal per il collegamento degli spinotti corrispondenti, come contrassegnati con le lettere *N H E* sullo schema di fig. 3.
1 impedenza filtro di alimentazione L7 delle seguenti caratteristiche:
Induttanza 6 H;
Resistenza ohmica 50-60 ohm;
Corrente continua circolante 230 mA.
Può essere usata il tipo Geloso Z5081R che ha caratteristiche analoghe, salvo una minore induttanza.
1 impedenza filtro di alimentazione L6 delle seguenti caratteristiche:
Induttanza 6 H;
Resistenza ohmica 50-60 ohm;
Corrente continua circolante 180 mA.
Può essere usata benissimo ancora il modello Geloso Z5081R.
1 impedenza Geloso mod. Z194R - L8.
1 trasformatore di alimentazione (T8) delle seguenti caratteristiche:
Primario: 0, 120, 160, 220, 280 con prese +5 +10 +15 e -5 -10 -15 dallo zero.
Secondario alta tensione: 460 - 0 - 460 volt con 230 mA. Inoltre è prevista una presa a 100 volt dal centro per la sorgente di polarizzazione negativa dello stadio finale.
Secondario bassa tensione: 4 volt, 1 A, per il filamento della AZ1.
Secondario bassa tensione: 5 volt, 6 A, per i filamenti della 5Y3.
Secondario bassa tensione 6,3 volt, 5 A con presa centrale.
Secondario bassa tensione 2,5 volt, 6 A con presa centrale.
Secondario bassa tensione 2,5 volt, 4 A con presa centrale.

1 resistenza da 800 ohm 2 W - R48.
1 condensatore a carta 0,5 μF - C51.
1 condensatore a carta 0,01 μF 1500 V - C52.
2 condensatori elettrolitici da 8 μF 500 V - C53 C54.
2 condensatori a carta da 16 μF 500 V di lavoro - C55 C56.
(Nell'apparecchio descritto sono stati usati questi valori, ma possono anche andar bene condensatori da soli 8 μF sempre consigliabili a carta; usando eventualmente per C50 il modello da 80 μF Geloso, allora può essere eliminato il condensatore C55).

2 prese bipolari rispettivamente per l'attacco dell'eccitazione e del motorino giradischi.
1 voltmetro da pannello a ferro mobile 200 volt f.s. per il controllo di rete.
1 commutatore a una via sette posizioni con contatto a vuoto fra ogni due posizioni contigue. (Va molto bene un tipo di costruzione Comarel).
1 cambiotensioni con incluso fusibile di sicurezza. (Modello costruito dalla Ditta Menchini di Milano).

2 valvole raddrizzatrici tipo 5Y3.
1 valvola raddrizzatrice tipo AZ1.
8 spinotti octal per raccordare fra loro i vari telai a mezzo opportuni cordoni che dovranno essere preparati appositamente.

Il commutatore a una via, sette posizioni, che serve per compensare agevolmente piccole variazioni della rete di alimentazione, in modo da mantenere il valore il più possibile costante, è collegato al telaio di alimentazione a mezzo di un opportuno cavo a otto fili, facente capo a un altro spinotto octal.

Viterie, filo per collegamenti, filo schermato, bottoni, manicotti di prolungamento e altre minuterie diverse necessarie al montaggio, non ne diamo un elenco preciso dato che rientrano nella normalità di tutti i montaggi del genere.

Al montaggio completo per l'apparecchio funzionante dobbiamo aggiungere ancora:
2 altoparlanti magnetodinamici con cono da 15-16 cm, particolarmente adatti per la buona riproduzione delle più alte frequenze acustiche, pertanto dotati di un campo di eccitazione il più energico possibile e di un cono leggerissimo, con centratura non troppo cedevole. Nel nostro montaggio abbiamo usato con buonissimo risultato un modello costruito dalla Marelli che viene venduto oggi sulla base di 4000 lire. Sconsigliamo modelli economici ove siano montati magneti di scarsa efficienza, e riteniamo invece preferibili tipi elettrodinamici con eccitazione ad alta tensione, di cui esiste pure un buonissimo tipo costruito dalla Marelli col campo da oltre 10.000 ohm.
1 altoparlante a grande cono (almeno 30 cm) di grande cedevolezza, possibilmente col bordo in pelle, adatto per

la migliore riproduzione delle basse frequenze, col campo di eccitazione a 6000 ohm 50 mA max. Nel modello descritto abbiamo usato un modello da 30 W della Fonomeccanica, opportunamente modificato per le nostre esigenze, ma può essere usato qualunque modello similare di cui è numerosa offerta sul mercato attuale. La sua scelta è forse meno difficile e delicata di quella per i due altoparlanti per le note alte: esso deve avere un cono piuttosto pesante e rigido, un centratore esterno molto cedevole, il bordo esterno in pelle. Può andar bene un tipo che viene costruito appositamente dalla Siemens, precisamente l'Ultraeffetto per cinema, che ha appunto queste particolari caratteristiche e la casa lo può anche fornire con la caratteristica di eccitazione richiesta.

Nel nostro montaggio abbia usato due complessi giradischi sistemati sullo stesso mobile, con due pik-up collegati a un piccolo commutatore situato nel piano giradischi, cosicchè è possibile passare con la massima rapidità da un braccio all'altro eliminando ogni fastidiosa sosta fra un disco e il successivo. E' consigliabile l'uso di due pik-up di classe, e la possibilità di scelta non manca fra i prodotti di nostra produzione; nel nostro caso abbiamo ritenuto opportuno usare due bracci ST7 a punta zaffiro della Siemens.

È consigliabile che il piano che porta i due complessi giradischi non sia a diretto contatto meccanico con tutto il mobile ma sia a questo collegato con delle sospensioni elastiche in gomma in modo da evitare l'eventualità di qualche fastidiosa risonanza meccanica. Il mobile, come già abbiamo detto, a prescindere dalla linea estetica che può comunque variare, deve avere particolari caratteristiche di robustezza che naturalmente prescindono da ogni economia di costo; l'intelaiatura dovrà essere in legno massiccio e ben stagionato, e i singoli pannelli a strati sovrapposti, con spessori non inferiori ai 12 mm nel caso di usare panforti, ma molto più spessi usando legno normale. Consigliabile foderare l'interno con del panno assorbente in corrispondenza al vano ove si trovano gli altoparlanti.

Funzionamento e messa a punto

Ove il montaggio sia stato eseguito con cura e con esattezza, l'apparecchio dovrà funzionare subito, e la sua messa a punto non differisce gran che da quella di un apparecchio normale; riportiamo nella tabella I i valori delle varie tensioni applicate, rilevati in funzionamento con un voltmetro ad alta sensibilità del tipo 20.000 ohm/volt, avvertendo che eventuali tolleranze ammesse su tali valori, dovranno essere minime, particolarmente sulla parte di bassa frequenza e sulle tensioni di polarizzazione, in ogni caso non superiori a un 5%.

Per la esatta messa a punto dello stadio finale delle 2A3, sarà opportuno controllare la corrente anodica totale assorbita la quale con una polarizzazione negativa di - 62 volt e una tensione anodica di 300 volt dovrà risultare di 84 milliampere. Per valori non molto diversi della tensione anodica, la tensione di polarizzazione negativa varierà in proporzione, e il suo valore esatto è agevole trovarlo regolando il potenziometro P7 che trovasi situato nello chassis di bassa frequenza. Sia per le 2A3 che per le 45 sarà bene controllare che la efficienza delle singole valvole sia la medesima per ogni coppia; qualora a massimo volume si dovessero presentare fenomeni di « motorboating » sarà opportuno inserire delle resistenze di smorzamento in serie sulle griglie delle 2A3, resistenze fino a 50.000 ohm.

Per quanto riguarda la messa a punto della alta e media frequenza, essa dipenderà da tipo di gruppo usato, e ci si atterrà alle norme ben note.

Vogliamo spendere qualche parola di più sul funzionamento e sulla messa a punto particolare della bassa frequenza, data la novità del circuito. Controllata la regolarità delle tensioni, si effettua una prima prova di riproduzione mediante un normale disco, con l'avvertenza di tenere completamente disinseriti i potenziometri P3 e P6, rispettivamente controllo note alte e controllo espansione.

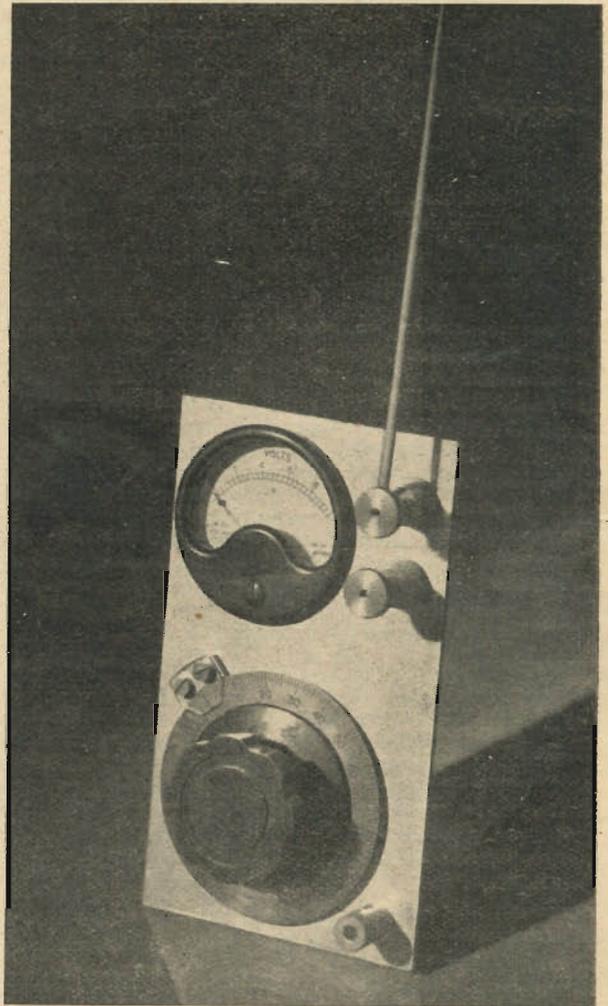
(segue a pagina 372)

MISURATORE D'INTENSITA' DI CAMPO (*) di i1WK

6199/6

Nella messa a punto dei sistemi radianti, rotativi o no, risulta molto conveniente, se non necessario, l'uso di un misuratore di campo.

Disponendo di un cristallo di germanio (tipo 1N34 od 1N21 Sylvania) lo strumento risulta molto semplificato co-

me può dedursi dall'esame dello schema di fig. 1 e dalle fotografie.

Ai capi del circuito oscillante, LC, quando esso venga sintonizzato sulla frequenza di lavoro, è presente una tensione alternativa che attraverso il condensatore C viene applicata al cristallo rettificatore, che la trasforma in pulsante unidirezionale rendendola visibile sotto forma di deviazione dell'indice del microamperometro M.

Le principali caratteristiche dell'1N34 sono:

massima tensione inversa	50	V
massima corrente anodica	60	mA
valore medio di corr. anodica	22.5	mA
impedenza caratteristica	500	ohm
campo di frequenza	0 ÷ 100	MHz

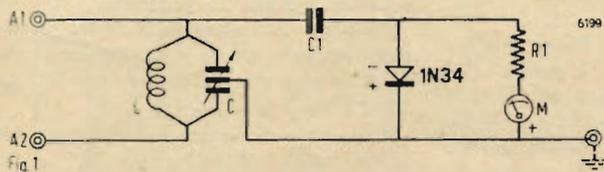
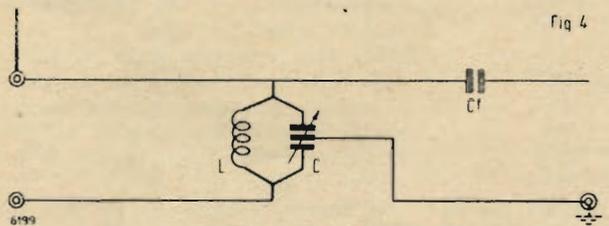
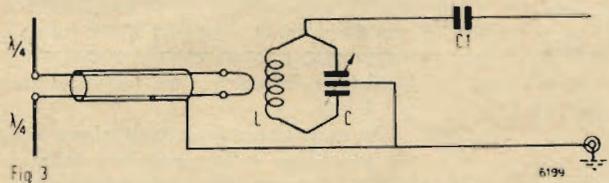
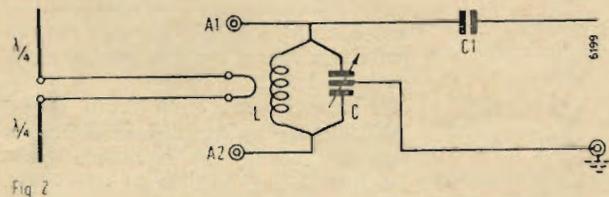
L'uso di un circuito oscillatore simmetrico permette di ridurre l'influenza della capacità d'entrata del voltmetro mi-

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione il 30-7-1947.

suratore che viene disposto in parallelo ad una capacità d'entrata doppia di quella di un circuito normale (con un condensatore con un capo a massa) nonchè lo smorzamento introdotto dal voltmetro sul circuito oscillante risulta notevolmente diminuito del rapporto di circa 1 a 4.

Il condensatore in parallelo allo strumento esplica le funzioni di by-pass evitando che tracce di A.F. possano falsare la lettura dello strumento in questione. Con il variabile usato e la bobina visibile nella foto si è coperto un campo da 25÷35 MHz.

Naturalmente sarà sufficiente variare il valore dell'induttanza L per coprire alte frequenze.

La messa a punto (taratura come ondametro) può essere

Schema elettrico del misuratore d'intensità di campo. Elenco del materiale impiegato: R1 = 10000 ohm, 1/4 W; C1 = 100 50pF; M = 100 500 micro-ampere; Il circuito oscillante, LC, risuona alla frequenza di lavoro.

effettuata con l'ausilio di fili di Lecher.

La lunghezza dell'antenna determina la sensibilità dello strumento e può essere variata in funzione della potenza usata in trasmissione.

Ai capi dei due morsetti A_1 ed A_2 verranno connessi due spezzoni di filo rigido o tubetto. Essi saranno disposti l'uno sul prolungamento dell'altro.

Secondo che l'allineamento con cui si lavora sarà orizzontale o verticale anche il piano dei due semidipoli dello strumento giaceranno nel piano orizzontale o verticale: nel primo caso si usa dire che si emette con polarizzazione orizzontale e nel secondo con polarizzazione verticale.

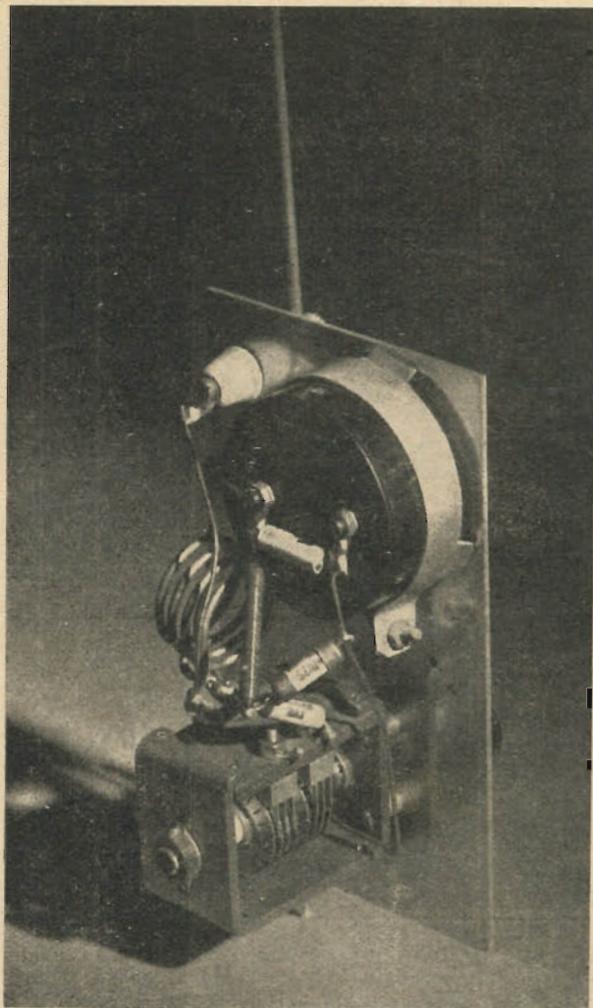
Si può anche connettere un unico filo ad uno qualsiasi dei due morsetti A_1 ed A_2.

Se, per motivi di installazione locale, i due semidipoli fossero distanti dallo strumento indicatore converrà fare uso di una linea avente un'impedenza dell'ordine di 50÷100 ohm.

Si possono ottenere risultati ancora migliori connettendo i due semidipoli o la loro linea per mezzo di una bobina di una spira abbracciante simmetricamente la L.

Se la linea fosse del tipo bifilare con schermatura esterna la schermatura esterna dovrà essere connessa a massa.

Nel caso di potenze molto limitate, inferiori alla decina di watt, ovvero dovendo effettuare delle misure ad una certa distanza risulta necessario ricorrere ad uno strumento più sensibile tipo voltmetro a valvola (a triodo o pentodo).

La scala del microamperometro può essere tarata direttamente in cambiamento di potenza espressa in dB; come livello 0 si può assumere un qualunque valore: nel caso in esame si è scelto come livello 0 la deviazione 2, le due scale risulterebbero così equivalersi:

dev.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
dB	—10	—3	0	+1.8	+3	+4	+4.8	5.5	+6	+6.5	+7

(i valori sono arrotondati).

Per l'uso della gradazione dB è sufficente procedere nel seguente modo: se in una data posizione (esempio nella direzione « avanti ») si legge +6 dB e nella posizione opposta (antenna ruotata di 180°) —3 dB, il rapporto « avanti/indietro » risulterà uguale alla differenza tra le due letture cioè +6 — 3 = 3 dB. La calibratura dello strumento anche in dB negativi permette di eseguire con maggiore speditezza le operazioni di controllo. Naturalmente al posto del cristallo di germanio si può fare uso di un cristallo di galena ovverossia di un diodo o di un triodo usato come diodo.

Bisogna tener presente che la curva *corrente rettificata - tensione alternata* applicata ha andamento non lineare per piccoli valori di quest'ultima; ne risulta pertanto la necessità, affinchè sia valida la scala segnata, che il valore della resistenza R1 non sia mai inferiore a quello indicato.

ESPANSORE DINAMICO

di R. Rossi

6015/1

La tecnica odierna delle radiocomunicazioni si è ormai decisamente indirizzata verso il campo della trasmissione ad alta qualità.

Quest'indirizzo della tecnica moderna trova naturalmente riscontro in adeguati perfezionamenti che sono stati introdotti nei complessi AF e BF dei radioricevitori, onde permettere che il programma riprodotto subisca rispetto all'originale, il minor numero possibile di deformazioni.

Tra i vari perfezionamenti studiati nel campo della BF, un'originale dispositivo si è subito imposto per il veramente efficace contributo che ha apportato alla riproduzione ad alta fedeltà. Esso prende il nome di espansore dinamico di volume o regolatore automatico dei contrasti (dinamyc expander).

Per meglio comprendere il funzionamento di un espansore premettiamo che nelle radiotrasmissioni, ma sopratutto in tutte le incisioni, onde evitare dannosi fenomeni di sovraccarico da parte dell'organo modulante sul modulato, si effettua, sull'ampiezza del segnale modulante alla sua entrata una certa limitazione.

Così se in auditorium il rapporto tra un pianissimo ed un fortissimo è ad esempio, di 60 dB, esso, se può dar luogo a sovramodulazione, viene *compresso* a 35 o meno dB, mentre tutti i rapporti inferiori a 35 dB non subiscono alterazioni di sorta.

Tutte le compressioni vengono effettuate con gradi variabili onde ottenere opportuni compromessi tecnico artistici; l'espansore ripristina il livello di dinamica originale.

Ogni espansore consta di un minimo di tre valvole di cui una è quella dello stadio controllato di BF, mentre le altre due generano la tensione di controllo che viene applicata alla suddetta valvola.

Il complesso che qui descriviamo è un complesso di espansione formato da tre valvole e che viene posto prima dell'*entrata* di una qualsivoglia BF, da cui, mediante apposito spinotto preleva la tensione di alimentazione occorrente. Le valvole usate sono: una 6K7, una 6J7, una 6H6.

La tensione di entrata di BF perviene, attraverso un potenziometro di 0,5 MΩ alla griglia della 6J7. Una parte di questo segnale, variabile a piacere, viene amplificato ed applicato alla griglia della 6H6 che la raddrizza, generando così ai capi della resistenza di catodo di 0,5 una tensione proporzionale (in maniera quasi lineare) all'ampiezza del segnale di entrata.

Più esattamente il catodo assume rispetto alla massa, un potenziale positivo che vien applicato attraverso un opportuno filtro alla griglia della 6K7. Questa valvola lavora, in assenza di segnale, quasi all'interdizione; infatti il catodo è connesso attraverso un partitore potenziometrico all'alta tensione 250 V). Questo partitore, essendo formato dalle due resistenze di 30000 e 3000 ohm, che stanno tra loro in un rapporto di 1 a 10, somministra al catodo una tensione che è eguale a circa un decimo di 250 V.

Allorchè giunge un segnale, si forma ai capi della resistenza di carico della 6H6 una tensione positiva che pervenendo direttamente alla griglia, sposta verso la regione di potenziali di griglia positivi, il punto di lavoro della valvola, variandone quindi, la pendenza.

Abbiamo così ottenuto il nostro scopo che è appunto quello di comandare, con la stessa ampiezza del segnale in entrata, l'amplificazione della 6K7.

Un altro sistema usato è quello in cui la 6K7 viene sostituita dalla 6L7, e la tensione della 6H6 viene applicata alla G3 griglia di iniezione, che è tenuta, in condizioni di riposo, ad un elevato potenziale negativo.

Usando una 6K7 come pentodo, si può agire sulla griglia di soppressione. La messa a punto di un espansore consiste nella regolazione dei due potenziometri da 0,5 e 1 MΩ.

Il potenziometro da 0,5 sulla griglia della 6J7 esplica la funzione di regolatore del controllo di espansione determinando, come è evidente il valore massimo di tensione continua che può essere erogata dalla 6H6.

Una regolazione più critica, sebbene più importante, è quella della costante di tempo, che viene determinata dalla posizione del cursore del potenziometro da 1 MΩ.

Senza entrare in dettagli riguardanti la importanza della regolazione della costante di tempo, facciamo solo presente come, per una cattiva regolazione, possono ottenersi risultati assolutamente contrari a quelli desiderati.

Giocando opportunamente sul valore della costante di tempo si possono altresì ottenere interessanti risultati fra cui quello dell'abolizione completa del fruscio che precede e segue la normale incisione su disco.

E' questo il famoso soppressore del fruscio che gli americani chiamano *scratch suppressor*.

Poco è da dire sulla realizzazione pratica di questo espansore; non sarà male abbondare in schermaggio. Se possibile converrà sostituire la 6K7 e la 6J7 con i tipi similari metallici 6SJ7 e 6SK7, che hanno la griglia pilota collegata ad un piedino dello zoccolo.

Le due resistenze da 30000 e da 3000 ohm dovranno essere del tipo da 2 W. Per stadi di BF a bassissima sensibilità l'espansore potrà esplicare le funzioni di vero e proprio amplificatore utilizzando se necessario la 6K7 come pentodo.

La 6H6 potrà eventualmente essere sostituita da una 76, o 6C5, o 6J5, usate come diodo.

*

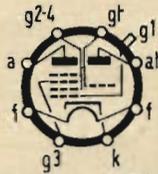
Fig. 1

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI ELETTRONICI

TUBI A CARATTERISTICA MISTA

6TE8-12TE8-GT

FIVRE

g2-4 gt g1 a at f f g3 k

6TE8-GT e 12TE8-GT

Sono triodi-esodi specialmente adatti per essere usati come convertitori di frequenza. In tal caso il triodo funziona come oscillatore e l'esodo come mescolatore. Tuttavia il triodo e l'esodo possono essere usati anche separatamente come amplificatori di bassa, media ed alta frequenza.

I due tipi sono strutturalmente e funzionalmente identici, eccettuato che nel circuito di accensione, per il quale valgono i seguenti dati:

Tipo di valvola	6TE8-GT	12TE8-GT	
Tensione di accensione (CC e CA)	6,3	12,6	V
Corrente di accensione	0,3	0,15	A

La veste è quella normale GT, zoccolo octal GT, cappuccio piccolo, dimensioni 31 × 92 mm max.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

1 - Capacità interelettrodiche (con schermo esterno aderente al tubo e connesso a massa)

Griglia 1 - anodo (esodo)	0,002	pF
Griglia 1 esodo - anodo triodo	0,02	pF
Griglia 1 esodo - griglia 3 esodo e griglia triodo	0,25	pF
Griglia triodo e griglia 3 esodo - anodo esodo	0,3	pF
Griglia triodo e griglia 3 esodo - anodo triodo	2,0	pF
Griglia 1 - tutti gli altri elettrodi, escluso l'anodo (esodo), ingresso AF	4,6	pF
Anodo - tutti gli altri eletrodi, escluso la griglia 1 (esodo), uscita MF	11,6	pF
Griglia triodo e griglia 3 esodo - tutti gli altri elettrodi, escluso l'anodo triodo (ingresso oscillatore)	11,8	pF
Anodo triodo - tutti gli altri elettrodi, escluso griglia triodo e griglia 3 esodo (uscita oscillatore)	3,3	pF

2 - Limiti massimi di funzionamento

Tensione anodica max (esodo)	300	V
Tensione max di schermo (g2-4)	100	V
Tensione max di alimentazione di schermo	300	V
Tensione max di griglia (esodo)	0	V
Tensione anodica max (triodo)	125	V
Corrente catodica max	16	mA

3 - Condizioni normali di funzionamento come convertitore di frequenza

Tensione anodica (esodo)	100	250	V
Tensione di schermo	55	100	V
Tensione di griglia	—1,25	— 2	V
Tensione anodica (triodo)	100	100	V
Resistenza di griglia (triodo)	50	50	kΩ
Transconduttanza di conversione	450	650	μS
Resistenza interna	1	1	MΩ
Corrente anodica (esodo)	2,6	3,7	mA
Corrente di schermo	2,6	3,8	mA
Corrente anodica (triodo)	3,4	3,4	mA
Corrente di griglia oscillatrice (griglia 3 dell'esodo e griglia del triodo)	0,2	0,2	mA
Corrente catodica totale	7,2	10,5	mA

4 - Condizioni normali di funzionamento dell'esodo come amplificatore

Tensione anodica	100	100	250	250	V
Tensione di griglia (g1)	— 1	— 9	— 2	— 27	V
Tensione di schermo	50	50	100	150	V
Tensione di griglia (g3)	0	0	0	0	V
Corrente anodica	2,4	—	6,7	—	mA
Corrente di schermo	1,1	—	1,5	—	mA
Transconduttanza	1800	18	2600	26	μS
Resistenza interna	0,36	1	0,6	10	MΩ

5 - Condizioni normali di funzionamento del triodo come oscillatore

Tensione anodica	100	V
Corrente anodica (in oscillazione)	3,4	mA
Corrente di griglia (in oscillazione) con Rg = 50 kΩ	0,2	mA
Corrente anodica all'innesco	11	mA
Coefficiente di amplificazione per Vg = 0	22	

6 - Condizioni normali di funzionamento del triodo come amplificatore a resistenza-capacità

Tensione anodica di alimentazione	250	250	V
Resistenza di carico anodica	200	200	kΩ
Tensione di polarizzazione di griglia	— 2	— 4	V
Corrente anodica	1	0,86	mA
Amplificazione	15	12	

La presente tavola è allegata alla rivista "l'antenna,, XIX, n. 15-18, pag. 361 e 362

7 - Note

L'uso tipico della 6TE8-GT e della 12TE8-GT è, come si è già detto, quello corrispondente al funzionamento come convertitore di frequenza. Queste valvole riuniscono infatti nel medesimo involucro una sezione oscillatrice ed una sezione mescolatrice e quindi consentono di realizzare con una sola unità circuiti di conversione con eccitazione indipendente. L'accoppiamento tra la sezione oscillatrice e la sezione mescolatrice si realizza semplicemente collegando direttamente il piedino 1 dello zoccolo con il piedino 5.

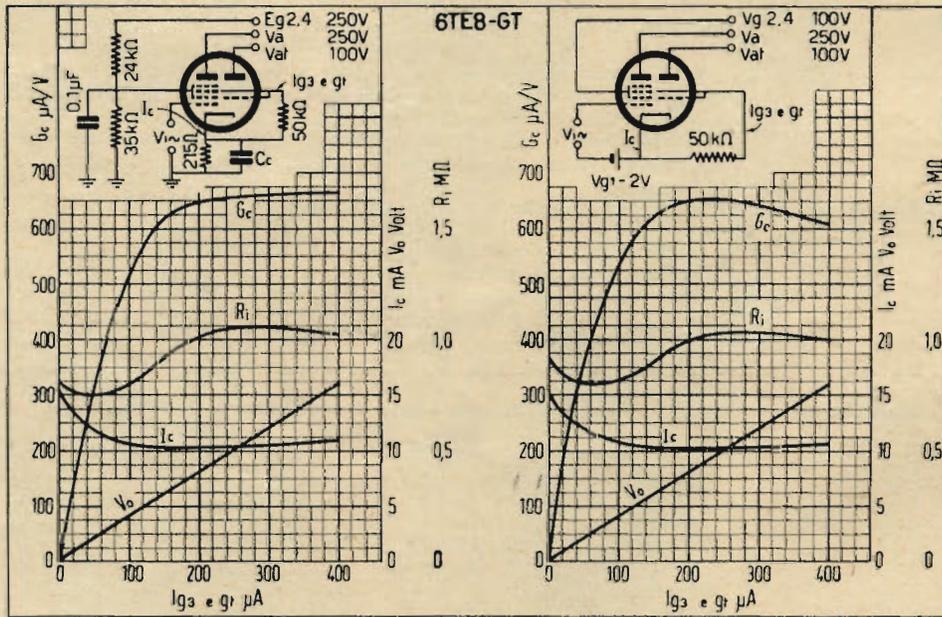
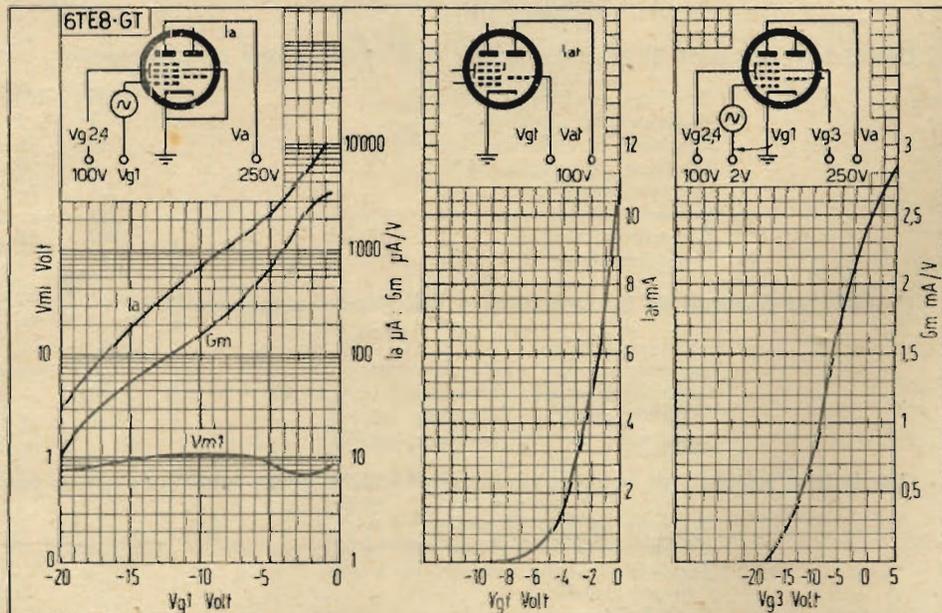
E' da tenere ben presente che in nessuna condizione di funzionamento la corrente catodica deve superare il valore massimo di 16 milliampere.

La tensione di schermo deve essere ottenuta con un divisore di tensione a bassa resistenza. La tensione di polarizzazione della griglia 1 dell'esodo può essere variata dai valori indicati fino all'interdizione della corrente, allo scopo di variare il valore del rapporto di conversione. La tensione di interdizione diminuisce (in valore numerico) al diminuire della tensione di schermo. La dolce pendenza delle caratteristiche di queste valvole verso l'interdizione, può essere sfruttata per realizzare la regolazione di sensibilità dei ricevitori.

Generalmente è necessario schermare completamente queste valvole per evitare dannosi accoppiamenti tra i loro circuiti e quelli degli altri stadi.

La 6TE8-GT e la 12TE8-GT si prestano anche ad essere utilizzate con le due sezioni triodo ed esodo inserite in due circuiti a diversa frequenza in grazia dell'alto grado di schermatura esistente tra le due sezioni. Si ha così una grande elasticità d'impiego, che può essere sfruttata nelle più diverse realizzazioni.

I dati relativi alle caratteristiche di intermodulazione sono riportati nelle curve del paragrafo 9 in cui sono riportate le ampiezze della portante di un segnale interferente modulato al 30%, che trasferiscono sul segnale per cui è accordato il ricevitore, una modulazione con profondità dell'1%.

8 - Caratteristiche di funzionamento

9 - Caratteristiche medie, di intermodulazione e di griglia dell'esodo

Piccolo tester-oscillatore portatile

6184/2 di Sauro Sirola

(Manoscritto pervenuto in Redazione l'1-6-1947).

Questo strumentino non ha pretese di grande precisione, ma è assai utile per un radioriparatore che debba recarsi a fare delle riparazioni a domicilio dei clienti. Infatti le sue dimensioni sono molto ridotte (20 × 12 × 6 cm) e permette di fare le misure più importanti per un radioriparatore.

Esso è montato in una scatola metallica (ferro da 1 mm) e consta di due parti ben distinte e indipendenti tra loro, separate da uno schermo verticale interno saldato al pannello anteriore: un tester (voltmetro, ohmetro e milliamperometro) ed un oscillatore modulato alla frequenza della rete luce, alimentato in alternata, con cambio tensione interno per 110-130-160 V.

Fig. 1

Come strumento indicatore è stato adoperato un « Siemens » da 0,4 mA fondo scala. Le portate voltmetriche sono: 0,8-8-40-400 V a 2500 Ω/V quelle amperometriche: 0,4 mA, 4 mA, 80 mA.

Le portate ohmetriche sono due:

0-100 kΩ con centro scala a 3800 Ω e 0-10 kΩ. La pila interna per l'ohmetro è da 1,5 V tubolare. Nell'oscillatore è adoperata una valvola 12P2000 Telefunken oscillatrice ad accoppiamento elettronico col filamento acceso in alternata per mezzo di un piccolo trasformatore e con la placca e lo schermo alimentato in alternata dalla presa a 110 V dello stesso trasformatore.

Le gamme d'onda sono due: 200-650 kHz e 500-1500 kHz commutabili con un piccolo commutatore a pallina a 2 posizioni, 2 vie (Comarel).

La prima gamma serve per l'allineamento delle medie frequenze, e la seconda per quello della gamma onde medie dei ricevitori.

Colle armoniche della seconda gamma è possibile tarare anche le gamme onde corte dei ricevitori plurigamma.

La taratura della scala è direttamente in frequenza, e viene fatta confrontando il segnale dell'oscillatore sino al battimento zero con quello di un altro oscillatore già tarato.

La bobina per onde lunghe e M.F. è avvolta su ∅ 10 mm con 300 spire filo 0,1. Quella per onde medie con 100 spire filo 0,1 pure su ∅ 10 mm. La lunghezza d'avvolgimento è di 2,5 mm per ogni bobina. La presa catodica è a ¼ delle spire dal lato massa.

Microcapacimetro Microinduttanzimetro Generatore campione

6201/1

di Amelio Pepe (abb. 10366)

(Manoscritto pervenuto in Redazione il 5-7-1947).

1. - Premessa

Lo strumento serve per la misura a lettura diretta di piccole capacità (da 0 a 600 picofarad su due scale) e di piccole induttanze (da 90 a 1000 microhenry pure su due scale). Esso dà anche la misura relativa del fattore di merito delle bobine o condensatori in prova. È inoltre utilizzato come generatore di frequenze campioni.

Lo strumento è costituito, come si vede dallo schema, da un generatore a radiofrequenza stabilizzato da quarzo a 500 kHz utilizzante una 6K7 come oscillatrice al cui circuito di placca, sintonizzato alla frequenza del quarzo, è accoppiato, a mezzo di un compensatorino in aria, il circuito di griglia di una 6C5, che ha in serie alla placca un milliamperometro indicatore da 5 mA fondo scala.

2. - Capacimetro ed induttanzimetro

Il circuito impiegato per il capacimetro è quello notoriamente conosciuto sotto il nome di « capacimetro a sottrazione ». Il suo funzionamento è il seguente: il circuito di griglia della 6C5 è accordato alla frequenza generata dalla 6K7 quando il variabile è tutto chiuso; inserendo in parallelo ad esso una capacità Cx si dovrà aprire il variabile, per riportare il circuito in sintonia, di una quantità uguale a Cx.

La 6C5 è portata all'interdizione dal sistema potenziometrico di polarizzazione del catodo. Lo strumento in serie alla placca indicherà un massimo di corrente quando il circuito di griglia è sintonizzato alla frequenza generata dalla 6K7.

Il funzionamento come induttanzimetro si ottiene semplicemente disinserendo la bobina del circuito oscillante di griglia della 6C5 a mezzo del commutatore, e inserendo l'induttanza incognita ai terminali di prova; essa perciò sostituisce quella interna. Se il suo valore rientra nella gamma di funzionamento dello strumento il circuito risultante sarà portato in sintonia con la rotazione del variabile. È chiaro che poichè la frequenza di lavoro è rigorosamente fissa, la sintonia sarà ottenuta in una determinata posizione del variabile, sempre uguale per ogni valore di Lx. Il sistema è perciò suscettibile di essere tarato una volta per sempre direttamente in microhenry.

Il valore relativo del Q è dato dal valore della variazione di corrente anodica della 6C5 che è funzione della bontà dei componenti il circuito di griglia; una bobina con nucleo di ferro, un condensatore in ceramica daranno una variazione di corrente maggiore, e perciò lo strumento segnerà una deviazione più ampia, che una bobina in aria o un condensatore a carta. Essendo la prova effettuata a frequenza sufficientemente elevata (500 kHz), le differenze di rendimento sono evidentissime e perciò molti utili per il controllo di bobine e condensatori che debbono lavorare a RF.

3. - Generatore campione

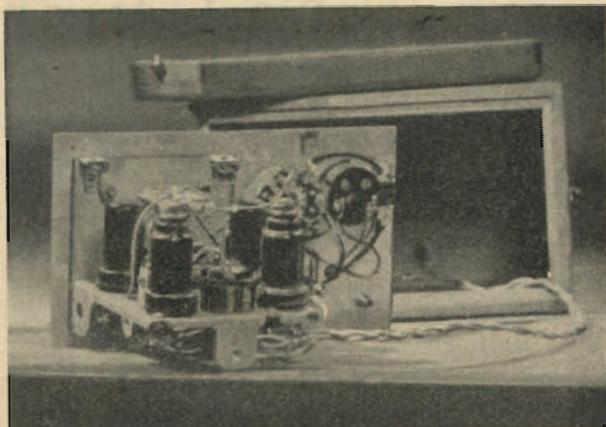
La placca della 6K7 oscillatrice è accoppiata, a mezzo di un condensatorino in ceramica da 5 pF, alla griglia di una 6K7 amplificatrice aperiodica generatrice di armoniche: all'uscita si avrà perciò una serie grandissima di segnali a RF di 500 in 500 kHz, utilizzabili come segnali campioni per la taratura di oscillatori modulati, ecc.; è possibile anche il pilotaggio di un multivibratore per la generazione di sub-armoniche (ad esempio ogni 50 oppure 100 kHz).

Fig. 1

4. - Suddivisione delle scale

Osservando lo schema, si nota che il commutatore montato sul circuito di griglia della 6C5 permette le diverse combinazioni per l'uso dello strumento. Esse sono:

1) Capacità 0-600 pF: bobina inserita, tutte le sezioni del variabile inserite.

2) Capacità 0-200 pF: bobina inserita, due delle tre sezioni del variabile escluse e sostituite con una capacità fissa equivalente.

3) Induttanze 150-1000 μH: bobina disinserita, variabile tutto incluso.

4) Induttanze 90-160 μH: come sopra più l'aggiunta di una capacità fissa.

5. - Taratura

La taratura è quanto mai semplice; una serie di condensatori campioni (la cui precisione darà la precisione dello strumento) serviranno per la taratura del capacimetro. È facile in seguito costruire la curva del variabile e da esso ottenere gli altri valori per interpolazione; per tarare l'induttanzimetro occorre disporre di un certo numero di bobine (otto-dieci) di cui si conosce l'induttanza. Questa può anche essere calcolata con la formula: $L = \frac{25330}{C f^2}$. Ad esempio: la bobina di una MF a 467 kHz con condensatore fisso di 200 pF avrà: $L = \frac{25330}{200 \cdot 0{,}467^2} = 580{,}9$ microhenry.

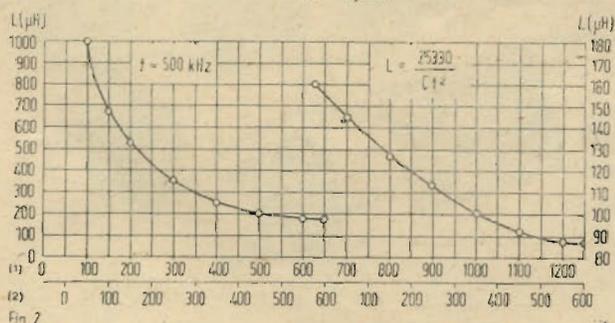



Grafico di taratura dell'induttanzimetro. Sull'asse delle ascisse sulla scala segnata 1) è riportata la capacità di accordo effettiva (capacità del variabile, capacità residua e capacità fissa aggiunta). Sulla scala segnata 2) si tien conto dell'esclusione della capacità fissa da 600 pF, nella misura di induttanze comprese tra 90 e 160 microH.

Il grafico di fig. 2 dà l'andamento delle due curve di taratura dell'induttanzimetro ottenute in base alla formula anzidetta; le induttanze tarate occorrono poichè non si conosce la capacità residua Cr che ha l'effetto di spostare la curva sull'asse delle ascisse.

Lo strumento è stato realizzato utilizzando un piccolo chassis di « recupero » con già montato il variabilino 3 × 200 pF a variazione lineare di capacità e con demoltiplica coassiale; vi è stato aggiunto un pannello di alluminio per il supporto della scala del commutatore, dello strumento e dei terminali di prova, ecc.

Di fianco allo chassis vi è uno spazio libero, allo scopo di alloggiare all'interno della cassettina di legno il cavo tripolare di alimentazione. *

IMPIANTO RADIO-MICRO PER AUTOPULLMANN

La progressiva riorganizzazione del servizio ferroviario ha messo le Società concessionarie delle linee automobilistiche di fronte all'imperativo di migliorare i servizi nell'insieme e nei dettagli per conservare il piano di privilegio facilmente conquistato nel subito dopoguerra.

Oggi giorno seguendo l'esempio dato da una ben nota Società torinese i migliori autopullman vengono dotati, tra l'altro, di un impianto di diffusione sonora con radio e microfono.

(Per gentile concessione della Fabbrica Italiana Magneti Marelli)

Si tratta in questo caso di un vero e proprio impianto per la diffusione all'interno del pullman di trasmissioni radio e di comunicazioni turistiche o di servizio. L'impianto più sotto descritto, adottato dalla predetta Società automobilistica, è stato studiato e realizzato da una grande casa milanese, con la larghezza di mezzi necessaria ad ottenere un prodotto che realmente soddisfi alle complesse esigenze tecniche e pratiche di impiego.

L'impianto è costituito nelle sue parti essenziali da:

- 1 moderno ricevitore radio del tipo supereterodina, di dimensioni (28 × 18 × 10 cm) e peso ridottissimi tali da fargli trovare comoda e facile sistemazione sul cruscotto della vettura;
- 1 o 2 unità amplificatrici, secondo che il pullman sia costituito da una sola vettura o da una motrice ed un rimorchio (gli amplificatori sono di tipo speciale di alto rendimento acustico e basso consumo, adatti per l'alimentazione a batterie di accumulatori);
- 1 quadretto di controllo portante i fusibili, le lampade di controllo, l'interruttore generale e l'interruttore per l'esclusione del secondo amplificatore nel caso di viaggi a rimorchio vuoto;
- 1 microfono magneto-dinamico di ottima qualità e robustezza;
- 1 serie di altoparlanti a magnete permanente, di dimensioni e potenza tali da consentire una diffusione sonora uniforme a basso livello all'interno di ciascuna vettura.

L'alimentazione è ricavata dalla batteria di accumulatori della vettura stessa a 12 o 24 V, tramite il quadretto di manovra che è sistemato anch'esso sul cruscotto.

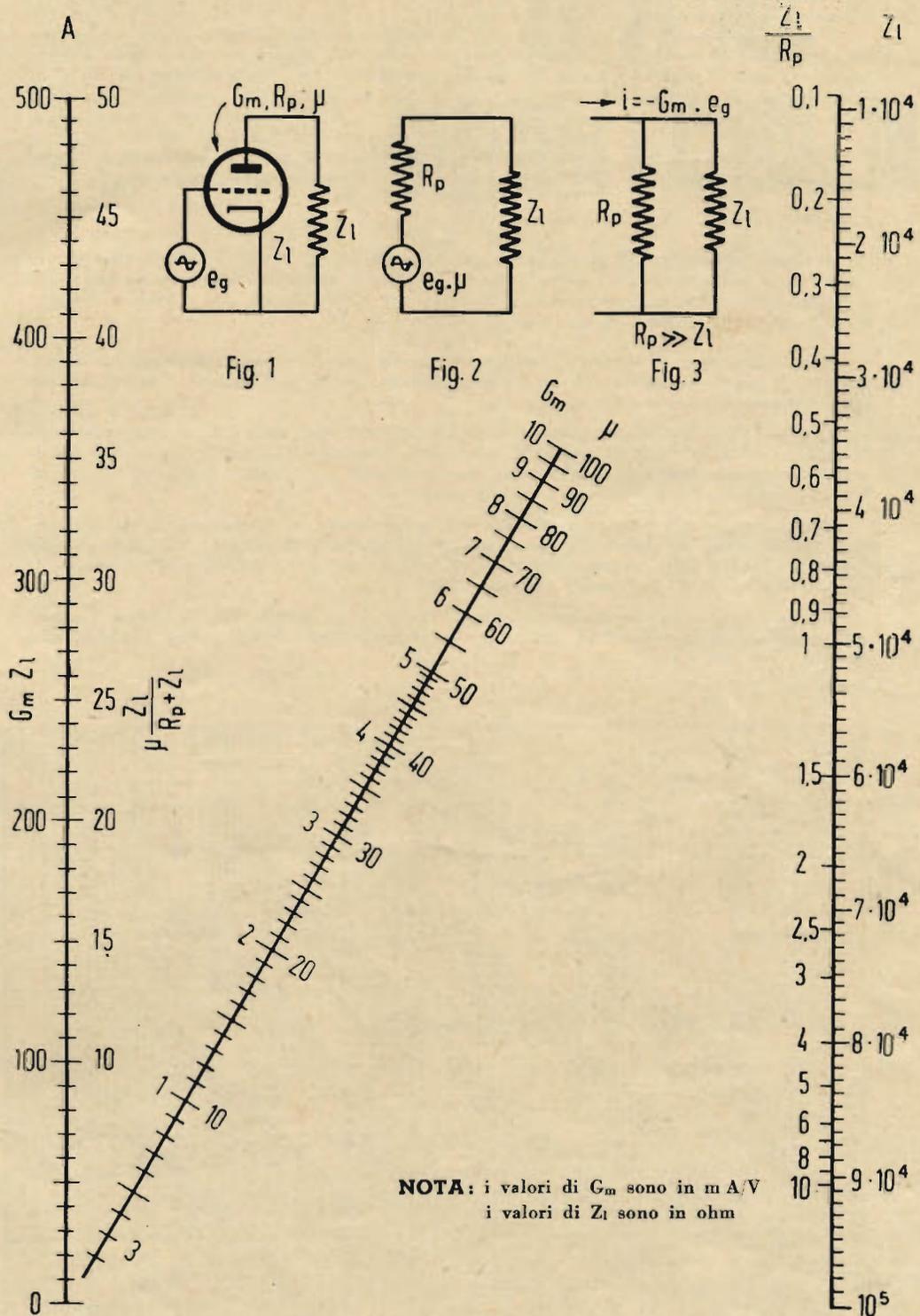
L'antenna del tipo a stilo, sistemato sul cofano, è collegata al radioricevitore.

L'alimentazione per ciascun amplificatore è indipendente col conseguente vantaggio dell'indipendenza dei due apparecchi.

Il consumo complessivo di una unità amplificatrice e del ricevitore, non supera i 5 A a 12 V; nel caso di due unità amplificatrici e del ricevitore il consumo si mantiene al disotto di 9 A a 12 V.

GRAFICI - ABACHI E NOMOGRAMMI

NOMOGRAMMA PER IL CALCOLO DEL GUADAGNO DEGLI STADI AMPLIFICATORI

NOMOGRAMMA 5/47

NOTE ESPLICATIVE

In fig. 1 è visibile la rappresentazione schematica di uno stadio amplificatore in cui μ indica il fattore di amplificazione, Z_l il carico di placca, G_m la pendenza ed R_p la resistenza di placca.

In prima approssimazione, per un rapido calcolo del guadagno effettivo di un simile stadio si può ammettere che la corrente amplificata che scorre nel circuito di placca possa essere calcolata sostituendo il circuito placca-catodo del tubo, con un equivalente generatore di tensione μe_g che agisca in serie con la resistenza di placca del tubo R_p.

Il circuito equivalente prende la denominazione di generatore a tensione costante ed è visibile in fig. 2.

La fig. 3 rappresenta invece un generatore a corrente costante fornente una corrente

La presente tavola è allegata alla rivista "l'antenna", XIX, nn. 15-18 pagg. 367-368

$i = -G_m e_g$ ad un circuito costituito dalla resistenza di placca del tubo con in parallelo la resistenza di carico.

L'uso del primo circuito equivalente è molto consigliabile nel caso di triodi, quando cioè la resistenza di placca è dell'ordine di grandezza della resistenza di carico, mentre nel caso di pentodi, ove la resistenza di placca è notevolmente maggiore di quella carico è conveniente ricorrere al secondo circuito.

L'amplificazione di uno stadio del tipo di quello tracciato in figura 2 può essere agevolmente calcolata considerando che la tensione utile, cioè quella che si sviluppa ai capi della resistenza di carico, è quella fornita dal generatore (μe_g). Considerando che R_p e Z_l costituiscono un partitore del rapporto $Z_l/(Z_l+R_p)$, si ottiene per l'amplificazione dello stadio la relazione

$$A = \mu \cdot Z_l/(Z_l+R_p) .$$

Per il secondo circuito si può immediatamente osservare che se la resistenza di placca è sufficientemente maggiore di quella di carico la relazione precedente si può scrivere:

$$A = \mu \cdot Z_l/R_p = \mu/R_p \cdot Z_l$$

e tenendo presente che $\mu/R_p = G_m$

$$A = G_m Z_l .$$

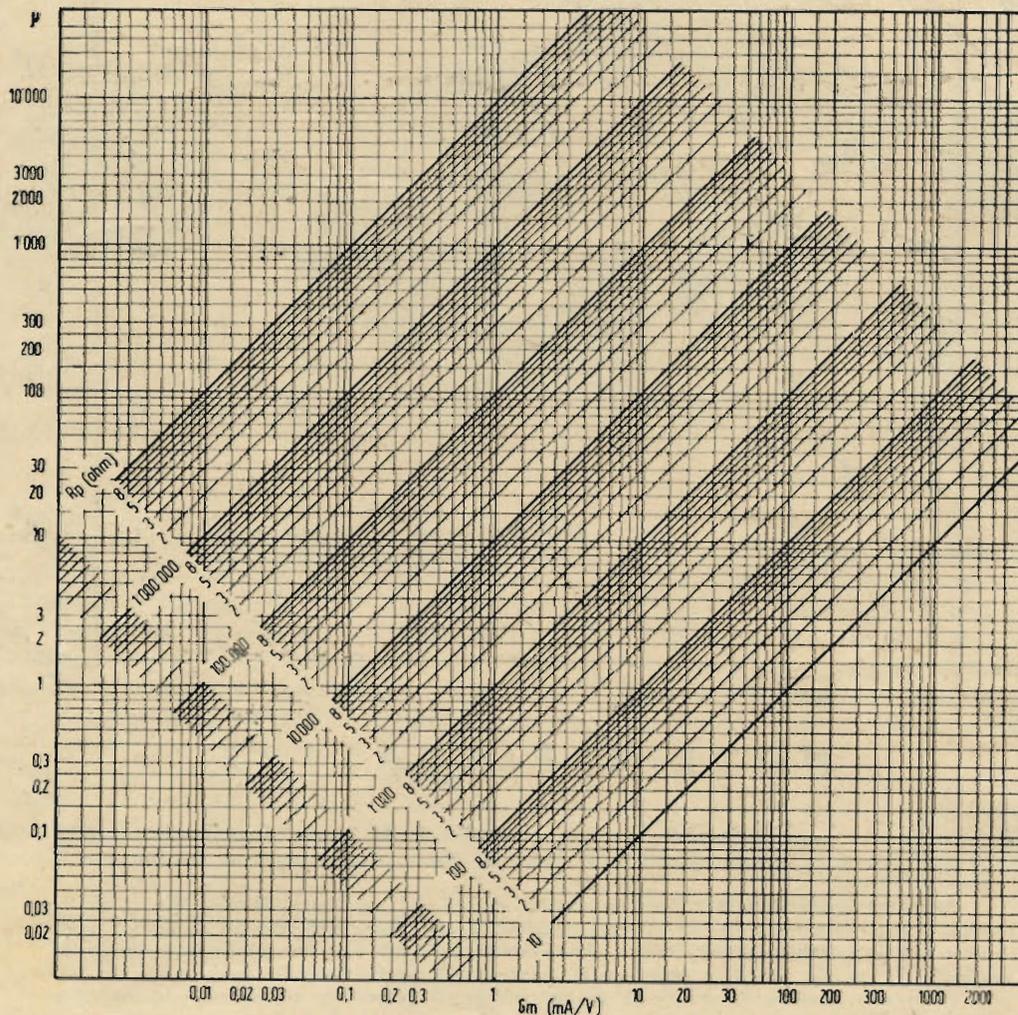
A questa conclusione si arriva anche considerando la fig. 3 ed osservando che la tensione che si sviluppa ai capi della resistenza di carico è uguale, avendo supposto $R_p \gg Z_l$, al valore della corrente circolante i moltiplicato per quello di Z_l: ma essendo $i = -G_m e_g$, si ha, a meno del segno:

$$A = G_m e_g Z_l .$$

Onde permettere di eseguire rapidamente questi calcoli si sono riportate nel nomogramma di pagina precedente le due relazioni trovate risolte graficamente e nell'abaco qui sotto stampato le relazioni tra μ, R_p e G_m.

ESEMPIO 1°. — Un triodo avente $\mu = 10$, $R_p = 10000$ ohm, lavora su di una impedenza di carico $Z_l = 20000$ ohm. Si chiede il valore della amplificazione dello stadio. Nel nomogramma riunendo con una retta i punti corrispondenti a $\mu = 10$ e $Z_l/R_p = 2$ si ottiene il valore richiesto di A. Nel nostro caso $A = 6,5$.

ESEMPIO 2°. — Un pentodo avente $G_m = 2$ mA/V lavora su di una impedenza di carico $Z_l = 100.000$ ohm. Si chiede il valore dell'amplificazione dello stadio. Nel nomogramma riunendo con una retta i punti corrispondenti a $G_m = 2$ e $Z_l = 100.000 = 10^5$ si ottiene il valore richiesto di A. Nel nostro caso $A = 200$.

ESEMPIO 3°. — Un pentodo ha $G_m = 2$ mA/V ed $R_p = 100.000$ ohm. Si chiede il valore del coefficiente di amplificazione. Dall'abaco in corrispondenza di tali valori si legge, sulle ordinate, $\mu = 200$.

CALCOLO DI INDUTTANZE CON SCHERMO

(segue da pagina 355)

con h/D_b, il valore 0,3; a destra si cerca tra le curve quella contrassegnata dal rapporto D_b/D_s = 0,50; al punto d'incontro dell'ordinata innalzata in corrispondenza dell'ascissa 0,3 con la curva prescelta, si legge, a sinistra, il valore cercato di k^2 che nel caso in esempio è k^2 = 0,078.

L'induttanza della bobina L_b posta nello schermo diminuisce quindi per effetto di quest'ultimo del 7,8% del suo valore e pertanto se l'induttanza della bobina L_b fuori dello schermo è di 300 microH, nello schermo la sua induttanza diviene, applicando la [19]:

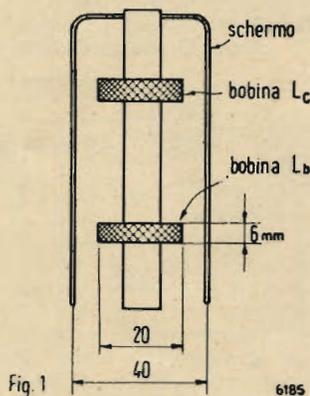



Fig. 1

$$L_b' = 300\ (1 - 0{,}078) = 276{,}5 \text{ microH.}$$

Analogamente si può procedere per la bobina L_c.

Se lo schermo invece di essere a sezione circolare come nel caso ora visto, avesse avuto una sezione quadra, il valore di D_s ai fini del calcolo deve considerarsi uguale al 120% della lunghezza di un lato.

Se per qualche rapporto D_b/D_s si ottenessero valori non compresi nell'abaco si procederà ovviamente per interpolazione grafica.

*

TUBI ELETTRONICI COME OSCILLATORI

(segue da pagina 351)

Per accordare l'oscillatore Tri-Tet occorre: fissare una posizione del condensatore C_1 (in genere a tre quarti della scala) e ruotare il condensatore C del circuito accordato anodico tenendo d'occhio il milliamperometro che indica la corrente anodica e ricercarne il valore minimo. Si accoppia quindi il circuito di carico e si determinano, sempre agendo su C, le migliori condizioni di accordo; a questo punto agendo sul condensatore C_1 si cerca il valore ottimo della potenza di uscita.

Il procedimento da seguire è il medesimo sia se si accorda il circuito anodico sulla frequenza fondamentale del cristallo, sia se lo si accorda su di una armonica. La potenza di uscita che si ricava sulle armoniche è minore di quella ottenibile sulla fondamentale e decresce molto rapidamente per le armoniche più elevate. (Segue a pag. 370)

Abbiamo passato così in rassegna i più conosciuti circuiti oscillatori e ne abbiamo spiegato per sommi capi il funzionamento, abbiamo anche dato valori di orientamento per la realizzazione pratica di essi.

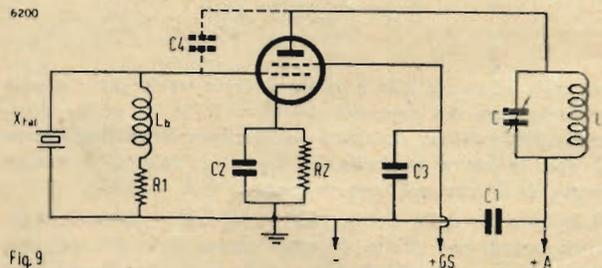



Fig. 9

I valori delle capacità e delle induttanze da usare per i circuiti oscillanti debbono essere scelti in relazione alla frequenza che si desidera ottenere.

Nel disegnare lo schema di uno oscillatore, per quanto ri-

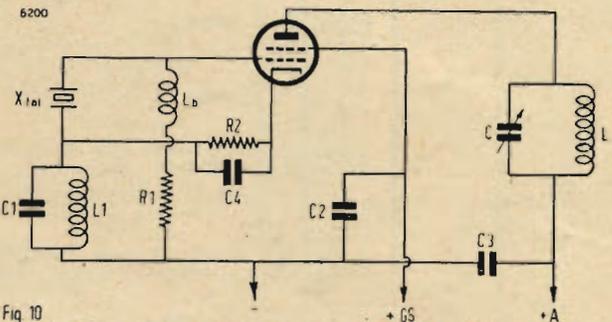



Fig. 10

guarda le tensioni di alimentazione dei tubi e le loro condizioni di funzionamento, si consiglia di attenersi ai dati consigliati dal costruttore.

7. - Bibliografia

F. E. Terman: *Radio Engineering*. (Seconda edizione Mc. Graw Hill. 1937).

J. B. Dow: *A recent development in vacuum tube oscillator circuits*. P.I.R.E., vol. 19, dicembre 1931.

O. M. Hovgaard: *Application of quartz plates to radio transmitters*. P.I.R.E., vol. 20, maggio 1932.

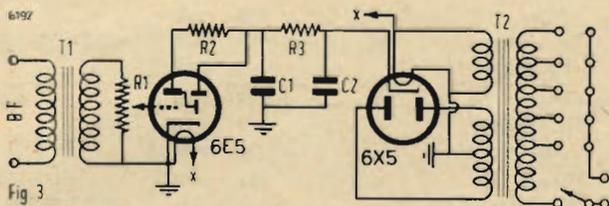
*

INDICATORE ELETTRONICO DELLA POTENZA D'USCITA

(*segue da pagina 358*)

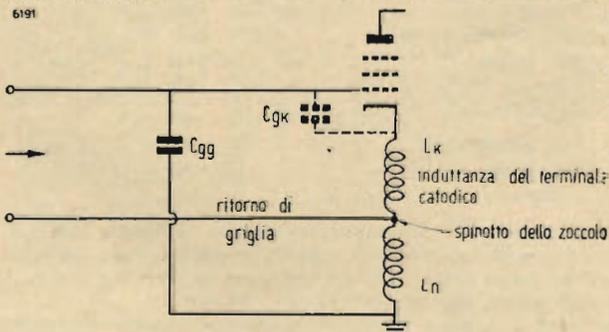
ciò che questi ultimi possono essere usati immediatamente senza ricorrere a stadii di amplificazione. Un eventuale, consigliabile, aumento della tensione disponibile, può essere affidato ad un trasformatotre elevatore.

Il secondo elemento che occorre considerare per definire la struttura di un'apparecchiatura del genere è quello che riguarda il rapporto fra il valore dell'impedenza del circuito su cui si effettua la misura e quella del circuito di entrata del tubo. Per il primo si hanno valori, come si è detto, generalmente compresi intorno a 3 ohm; per il secondo si hanno valori molto più elevati. Si comprende pertanto la necessità d'interporre un adatto trasformatore fra l'entrata del tubo e il circuito della bobina mobile. In pratica è sufficiente ricorrere ad un trasformatore di uscita con primario ad alta impedenza. Si andrà pertanto alla bobina mobile con il secondario previsto per 2,5 ohm nominali (pari cioè a circa 3 ohm effettivi), mentre il primario verrà connesso all'entrata del tubo. La tensione di polarizzazione può in tal caso dimensionarsi convenientemente collegando un potenziometro di 0.5 MΩ fra l'elettrodo di con-

trollo e il primario del trasformatore stesso. La struttura dell'indicatore di uscita, quale è stata realizzata dallo scrivente, è pertanto quella della fig. 3. In essa si dànno anche i necessari dati elettrici e costruttivi.

Elenco materiale usato. **Resistenze e condensatori:** R1 = 0,5 Mohm; R2 = 2 Mohm, 1/4 W; R3 = 3000 ohm, 1 W; C1 = C2 = 8 microF, 350 V. **Trasformatori:** T1 = trasformatore d'uscita per pentodo, impedenza 7000 e 2,5 ohm; T2 = trasformatore di alimentazione, primario 110-125-140-160-220 V, secondario 280+280 V — 10mA e 6,3 V — 1,5 A.

*

DIMINUIZIONE DELL' IMPEDENZA DI ENTRATA DEI PENTODI

L'impedenza di entrata di un pentodo o di qualunque altro tubo è un elemento che acquista una importanza sempre più maggiore man mano che si va lavorando per frequenze più elevate. Tra i vari fattori che contribuiscono a caricare il circuito di entrata è da annoverarsi *l'induttanza del terminale catodico*. Questa induttanza fa sì che la tensione esistente tra griglia e catodo differisca dalla tensione del segnale applicato al tubo per una quantità eguale alla tensione sviluppata ai capi dell'induttanza catodica dalla corrente di placca amplificata. Ciò porta come diretta conseguenza che la corrente fluente attraverso la capacità griglia-catodo viene ad avere una componente in fase con la tensione applicata per cui ne deriva « l'esistenza » di una *resistenza di entrata*.

Il valore di questa resistenza (secondo Strutt-Ziel) è inversamente proporzionale al quadrato della frequenza, alla conduttanza mutua, alla induttanza del terminale catodico ed alla capacità *g-k*.

Allo scopo di ridurre questa azione (naturalmente nociva portando ad es. ad una diminuzione del *Q* dei circuiti oscillatori di entrata etc.) sono stati studiati tubi speciali: in controfase con un unico terminale catodico (EFF50) con catodo a doppia uscita (EF51) etc.

Nel caso generico una disposizione circuitale che permette di minimizzare questa azione (suggerita da Freeman) è quella della figura ove una piccola induttanza L_n viene inserita tra il terminale catodico dello zoccolo e la terra.

Una perfetta neutralizzazione si ha solo quando

$$\frac{L_n}{L_k} = \frac{C_{gg}}{C_{gk}}$$

dato un effetto di opportuna compensazione tra la corrente scorrente in C_{gk} e quella in C_{gg}.

Praticamente si ricorre alla disposizione indicata in figura.

*

SUPERETERODINA A 22 VALVOLE

(*segue da pagina 358*)

Si noterà una riproduzione eminentemente cupa, priva di note alte e particolarmente ricca di bassi.

Una seconda prova verrà effettuata tenendo invece completamente disinseriti i potenziometri P2 e P6, rispettivamente controllo note basse e controllo espansione; si noterà una riproduzione eminentemente squillante, quasi sgradevole, ricca di note alte e completamente priva di note basse. Con un oscillatore a battimenti e un normale misuratore di uscita collegato sulle rispettive bobine mobili, è stato ricavato il grafico di fig. 10 nel quale si vedono chiaramente le rispettive gamme di frequenza amplificate dai due canali; la frequenza di taglio cade approssimativamente sugli 800 hertz.

Si rieffettuerà una terza prova di riproduzione, ma questa volta si terrà disinserito solo il potenziometro P6; controllo di espansione, mentre P2 e P3 saranno messi al massimo e con P5 si regolerà il volume generale; si noterà una riproduzione che praticamente dovrebbe essere impeccabile e la cui tonalità potrà essere regolata a piacere, dosando opportunamente i singoli potenziometri P2 e P3. Ove la singola amplificazione dei due canali non fosse ritenuta soddisfacente nel senso di essere rispettivamente o troppo cupi o troppo striduli, si potrà ottenere il grado di tonalità desiderato semplicemente provando a sostituire i condensatori C29 e C30 sino a raggiungere il grado desiderato. Tali prove dovranno naturalmente essere eseguite con gli altoparlanti già sistemati nel mobile, stante l'influenza non trascurabile che ha quest'ultimo sulla resa acustica complessiva.

Una volta che tutta la bassa frequenza funzioni regolarmente, a espansione esclusa, si procederà alla messa a punto della espansione e al controllo del suo effetto. A tal fine è necessario mettere in funzione l'apparecchio con la riproduzione di un disco di musica sinfonica a grande orchestra, caratterizzato da crescendi orchestrali possibilmente non troppo rapidi (ottime le sinfonie di Rossini e la Pastorale di Beethoven); se i valori delle tensioni applicate alla valvola 6L7 corrispondono a quelli dello specchietto, il ché si ottiene con una opportuna regolazione del potenziometro P4, l'espansione si può ritenere perfettamente a punto e sarà sufficiente dosare opportunamente il potenziometro P6 per valutarne l'efficacia.

Per P6 tutto inserito l'espansione è massima, e tale si rende opportuna solo per certi generi di musica sinfonica, benchè un leggiero grado di espansione (P6 regolato a metà) conferisce a tutti i generi di musica un senso di rilievo che manca nelle normali riproduzioni. Non è necessaria l'espansione, e anzi sarebbe dannosa, per tutte le musiche a dinamica rapidissima, o dove la potenza acustica media si mantenga per lo più costante; ciò vale per gli « a solo » di strumenti e per la musica da ballo in genere.

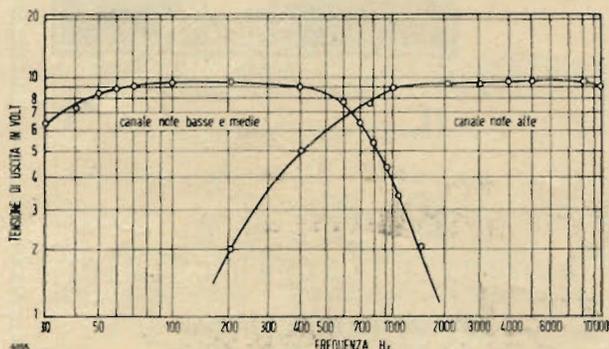



Fig. 10. - Curva di risposta dell'amplificatore a due canali. Entrata costante di 90 mV. Uscita su due carichi resistivi separati di 10 ohm.

TABELLA I

— Fra massa e l'uscita della seconda cellula di filtro	+ 297 volt	
— Fra massa e l'ingresso della L7	+ 363 volt	
— Fra massa e l'uscita del filtro L8/C54	— 130 volt	
Placca	+ 295 volt	2A3
Gr. pilota	— 60 volt	2A3
Filamento	0 volt	2A3
Placca	+ 292 volt	45
Gr. pilota	0 volt	45
Filamento	+ 45 volt	45
Placca	+ 245 volt	6C5 (V12)
Gr. pilota	0 volt	6C5 (V12)
Catodo	+ 9 volt	6C5 (V12)
Placca	+ 230 volt	6C5 (V13)
Gr. pilota	0 volt	6C5 (V13)
Catodo	+ 8 volt	6C5 (V13)
Placca	+ 210 volt	6C5 (V8)
Gr. pilota	0 volt	6C5 (V8)
Catodo	+ 8 volt	6C5 (V8)
Placca	+ 205 volt	6C5 (V10)
Gr. pilota	0 volt	6C5 (V10)
Catodo	+ 7 volt	6C5 (V10)
Placca	+ 170 volt	6L7 (V9)
Gr. schermo	+ 73 volt	6L7 (V9)
Catodo	+ 11 volt	6L7 (V9)
Gr. iniez.	+ 5 volt	6L7 (V9)
Placca	+ 220 volt	6K7 (V1)
Gr. schermo	+ 95 volt	6K7 (V1)
Gr. pilota	— 2,8 volt	6K7 (V1)
Catodo	+ 2,7 volt	6K7 (V1)
Placca	+ 220 volt	6K8 (V2)
Gr. schermo	+ 85 volt	6K8 (V2)
Gr. pilota	— 2,8 volt	6K8 (V2)
Catodo	0 volt	6K8 (V2)
Gr. anod. oscill.	+ 95 volt	6K8 (V2)
Placca	+ 220 volt	6K7 (V3)
Gr. schermo	+ 85 volt	6K7 (V3)
Gr. pilota	— 3,7 volt	6K7 (V3)
Catodo	0 volt	6K7 (V3)
Placca	+ 220 volt	6K7 (V4)
Gr. schermo	+ 85 volt	6K7 (V4)
Gr. pilota	— 3,7 volt	6K7 (V4)
Catodo	0 volt	6K7 (V4)

Le tensioni di polarizzazione negativa di griglia alle valvole amplificatrici di alta e media frequenza, sono state misurate prima delle rispettive resistenze di filtro del C.A.V., e precisamente direttamente sul partitore R47-P8.

Tutte le tensioni rilevate sono riferite rispetto al potenziale di massa, conseguentemente la griglia di iniezione della 6L7 risulta negativa rispetto al suo catodo, della tensione di — 6 volt.

La regolazione di P4 viene fatta una volta per sempre, ed esso determina il grado massimo di espansione, che al caso limite di P4 disinserito sarebbe inaccettabile; solitamente P4 viene regolato a una posizione intermedia e il suo punto esatto può essere trovato nel seguente modo: durante l'esecuzione di un brano di musica sinfonica si porta P6 al massimo e si osserva come varia la potenza dei fortissimo al variare di P4; è questione di gusto e cultura musicale regolare P4 a un valore tale per cui il dislivello sonoro fra un pianissimo e un fortissimo possa essere giudicato ottimo. *

rassegna della stampa

Un apparecchio tascabile

di J. L. Hathaway e W. Hotine

R.C.A. Review — Marzo 1947

Il « Pocket ear » ossia l'orecchio tascabile è stato oggetto di studio al fine di migliorare le comunicazioni nell'ambito degli studi di televisione.

La necessità di collegare il regista del programma in onda con il direttore dello studio di ripresa televisiva è fra le condizioni essenziali per la buona riuscita della trasmissione. Le operazioni di uno studio di televisione si svolgono nel modo seguente: il regista nel suo studio osserva tramite un ricevitore la trasmissione in onda e trasmette al direttore dello studio di ripresa accorgimenti atti a coordinare le varie scene trasmesse al fine di fornire un senso di continuità nel susseguirsi dei quadri del programma, da qui la necessità di un pronto collegamento fra i due studi. Questa necessità sfociò dapprima in un collegamento telefonico il quale però comportava l'inconveniente di dover portar attraverso lo studio il cavo del microtelefono, cosa che ostacolava molto la libertà di movimento al direttore dello studio. Bastando in questo caso un collegamento unidirezionale dal regista al direttore, al posto del collegamento telefonico venne sostituito il collegamento radio, il quale lasciava completa libertà di movimento al direttore dello studio: condizione principale per questo genere di lavoro.

Al centro dello studio venne quindi installato un trasmettitore con meno di ¼ di watt di potenza in aereo. (Questa potenza di ¼ di watt è la massima ammessa dalla F.C.C. per impianti interni ad evitare nocive interferenze). Ci si orientò dapprima su di un ricevitore a cristallo montato interamente su di una cuffia portante un radio stilo di circa 30 ÷ 40 cm. di lunghezza. Questa prima realizzazione denominata « Man from Mars » non diede l'esito sperato a causa della piccola potenza del trasmettitore. Seguì a questo L'Happy Hoolygan costituito da una bobina sintonizzata e sita al posto del radiostilo del ricevitore precedente. Su questo secondo modello il segnale veniva subito rivelato tramite un rivelatore a cristallo e a questo seguiva uno stadio di BF. L'alimentazione dello stadio di BF giungeva a questo tramite un cavetto che accedeva alle batterie site in un cofanetto tascabile. Il risultato di questo secondo tipo fu buono e venne adottato per il susseguente collegamento. L'esperienza acquisita da queste due prime realizzazioni portò all'attuale « Pocket Ear ». E' questo un complesso ricevente con due tubi del tipo « Miniature » e precisamente un pentodo 1L4 in RF, due rettificatori al germanio 1N34 Sylvania e un pentodo 3Q4 in BF. L'alimentazione è fatta con batterie a secco (Mallory). Il complesso è fornito di C.A.V. e il tutto è racchiuso in un cofanetto a superfici piane in modo da essere agevolmente contenuto in tasca. Il particolare più singolare è che il riproduttore elettroacustico, del tipo elettromagnetico, è pure contenuto nel cofanetto e il suono riprodotto viene portato all'orecchio dell'operatore tramite un sottile tubetto trasparente in vinylite. Questo tubetto termina con un bocchettone che aderisce al padiglione auricolare.

L'autonomia del complesso è di 10 ore per le batterie di filamento e di 150 ore per le batterie anodiche. La sensibilità del complesso risulta di 15 mV per un'uscita di 3 mW con un percento di ondulazione uguale a 90. L'antenna è del tipo accordato con presa intermedia sul circuito accordato d'ingresso e il terminale superiore corre nel tubo in vinylite che porta direttamente il suono. Con un trasmettitore di 2 watt a 30 MHz l'ascolto si mantiene buono sino ad una distanza di 100 yarde, a 200 yarde è discontinua e debole. Una yarde corrisponde a circa 91 cm.

A migliorare la sensibilità di questo terzo modello è stato realizzato un altro tipo il quale è identico al terzo differendo solo per uno stadio amplificatore di più in RF. Lo schema di quest'ultima realizzazione che riunisce e migliora i vantaggi dei tipi precedenti è indicato in figura 1. Il suo peso è di 1½ pounds e l'ingombro è di 6 ½ x 3 ⅛ x 3 1/16 pollici. La sensibilità di quest'ultimo tipo è stata migliorata di 3,5 volte di quella del modello precedente. L'autonomia per funzionamento continuo è di 20 ore. Per una potenza di 2 watt di un trasmettitore la distanza al limite di ascolto è di ¾ di miglio.

Questi due modelli di « Pocket ear » hanno trovato larga affermazione in America negli studi di televisione e di radio trasmissioni. Viene citato ad esempio della praticità dei complessi descritti il collegamento ottenuto in occasione dell'incontro Louis-Conn (e precisamente l'intervista dei campioni) con un radiomicrofono, Radio Mike, e un « Pocket ear » il quale diede esito soddisfacente. Da questo si intravvede la sostituzione dei cavi microfonici in tale genere di servizio, come pure oltre che ai servizi suddetti questo tipo di collegamento offre tutti i requisiti occorrenti per trovare conveniente applicazione nell'industria cinematografica e teatrale.

R. B.

Ricevitori per televisione

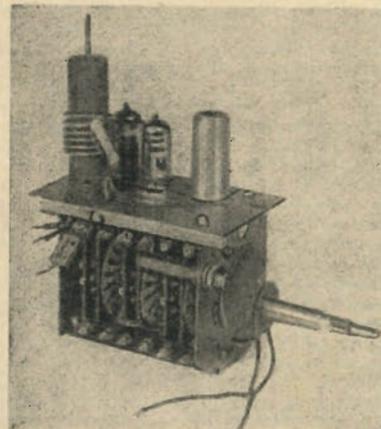
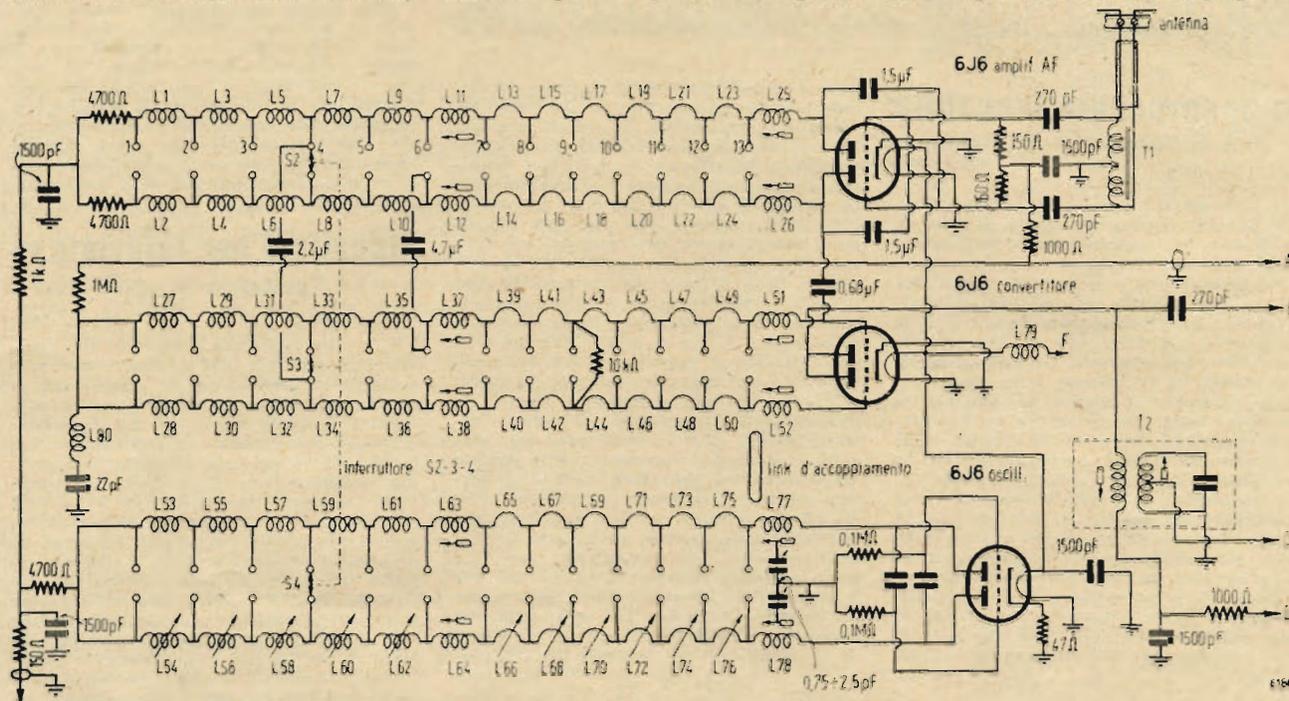
di Antony Wright

R.C.A. Review — Marzo 1947

I ricevitori per televisione di tipo commerciale che l'industria americana presenta nella produzione del dopoguerra si presentano migliorati in tutti i loro particolari i quali hanno subito il severo collaudo del periodo bellico.

Ogni ricevitore ha al massimo una gamma comprendente 15 canali. Il valore della frequenza intermedia è di 21,25 MHz per il canale audio e di 25,75 per il canale video. Tutti i ricevitori adottano la deflessione elettromagnetica. L'articolo riporta fotografie e schemi elettrici di vari complessi. Un complesso interessante è quello riguardante un televisore a mobile « midget » aventi le seguenti dimensioni 38×48×40 cm. rispettivamente in altezza, larghezza frontale, profondità. Il pannello frontale porta sette comandi ed otto altre regolazioni eventuali sono site nell'interno ed accessibili dal lato posteriore. Il circuito monta 21 valvola di cui svariate del tipo miniature. Il cinescopio fornisce un quadro di 19 cm circa di lato, l'altoparlante è di tipo ellittico ed i suoi assi misurano 10 cm per 15. La sensibilità limite è di 150 μ V. Un secondo modello di televisore del tipo a sopramobile viene descritto nei suoi particolari elettrici e meccanici. Il cinescopio di quest'ultimo è di 25 cm di diametro, l'intero circuito assomma 30 tubi. Il consumo totale è di 380 watt mentre nel modello descritto prima il consumo era 260 watt, beninteso forniti per entrambi dalla rete alternata industriale.

Viene in seguito esaminato un complesso che raduna al televisore, che in linea di massima è identico al tipo precedentemente accennato, pure un ricevitore FM & AM per ultra corte e corte e un complesso fonografico con cambio automatico dei dischi. Il ricevitore FM-AM consta di 11 valvole, di cui 7 per i circuiti di alta e di media frequenza e quattro per l'amplificatore di BF e per l'alimentazione. L'intero mobile racchiude quindi 41 valvole! Viene descritto per ultimo un mobile comprendente un televisore del tipo a proiezione d'immagine ed un ricevi-

tore AM-FM per corte ed ultracorte. L'intero complesso comporta [illegible] valvole compreso il cinescopio; di queste 8 sono per l'alta e la media frequenza del ricevitore, zia di un anno del loro prodotto e si assumono la responsabilità del regolare funzionamento di esso impegnandosi a sostituire qualsiasi parte del complesso e un discriminatore bilanciato. Il canale video è ottenuto da 4 stadi amplificatori in MF. Ad ottenere una banda passante sufficentemente larga per u-

4 per l'amplificatore di BF e l'alimentazione del ricevitore, 38 per il televisore. Proiettando l'immagine del cinescopio su di uno schermo traslucido si ha un ingrandimento pari a sei volte l'immagine ricevuta.

Il secondo anodo del cinescopio usato lavora con una tensione di 30 chilovolt. La descrizione del complesso riporta le fotografie dei vari telai costituenti l'apparecchio completo. Fra le innumerevoli innovazioni apportate dalla guerra nel campo della televisione è da notare il controllo automatico di guadagno nel canale video del ricevitore (AGC = automatic gain control). Interessante notare che le case costruttrici di televisori danno la garanzia che si avariasse in tale periodo compreso il cinescopio.

Vengono in seguito trattati i gruppi convertitori i quali comprendono 15 canali di trasmissione.

Dallo schema riportato si nota che il tubo 6J6 (doppio triodo) è usato come amplificatore in AF, oscillatore e convertitore. Il circuito d'ingresso ha un'impedenza di 300 ohm, il guadagno antenna convertitore è di 10, il livello segnale rumore di fondo è di 12 ÷ 14 dB. Grande difficoltà nella realizzazione si è riscontrata nell'attenuare l'irradiazione dell'oscillatore locale. Il canale audio è ottenuto di norma con due stadi in MF una buona amplificazione dei segnali video le MF sono accordate su f. laterali in modo che la loro combinazione dia la larghezza desiderata per il passaggio della suddetta banda. Sono riportati schemi di circuiti realizzati e curve ricavate da questi. Seguono discussioni sul canale riservato ai segnali di sincronismo e ai metodi seguiti per l'adattamento di questi nel complesso di deflessione del tubo ed infine l'articolo termina descrivendo gli organi accessori del cinescopio cioè gli organi deflettori. La foto qui riportata riproduce l'assieme del gruppo RF e convertitore di un complesso il cui circuito elettrico è riportato in figura 1.

(RB)

Circuiti invertitori di fase

Radio News febbraio 1946

di Arold A. Bustard

L'autore fa precedere un'estesa descrizione di circuiti invertitori di fase da considerazioni generali sul problema inerente a questa tecnica, usata per l'eccitazione di amplificatori in controfase.

Il metodo sinora più seguito, cioè l'uso di un trasformatore con presa centrale sul secondario, si dimostra nella pratica moderna dei ricevitori « midget » di elevato costo e troppo voluminoso in relazione alle modeste potenze d'uscita di tali complessi. Il notevole miglioramento raggiunto nella trasmissione ad elevata fedeltà ha indotto molte case costruttrici a sostituire a questo l'invertitore elettronico di fase potendo con esso usare accoppiamenti a resistenza capacità.

I motivi che hanno portato a questa scelta sono diversi. La fedeltà dell'invertitore di fase a resistenza capacità è buona se non migliore di molti trasformatori.

L'ingombro che questo occupa si riduce a un mezzo ÷ un terzo di quello occupato da un trasformatore equivalente. Il costo è di molto diminuito per il fatto che viene richiesto un solo tubo e poche resistenze con pochi condensatori il cui valore non è critico e il costo è basso; inoltre è possibile raggiungere un'ottima risposta sulle frequenze alte come pure, in taluni circuiti, tensioni elevate, cosa impossibile a raggiungersi con trasformatori di accoppiamento di basso costo.

Il vantaggio che presenta un buon trasformatore è la maggior stabilità rispetto a un invertitore di fase e questo motivo lo fa quindi preferire nelle comunicazioni commerciali; un altro vantaggio è che l'impedenza d'ingresso del controfase deve essere mantenuta alta pur avendo bassa resistenza ohmica e questa condizione è di massima importanza quando si lavora in condizioni tali da aver un certo angolo di circolazione di corrente di griglia (classe AB2). Di contro un invertitore elettronico comporta l'uso di resistenza di fuga di elevato valore sulla griglia dei tubi che lo seguono ad evitare un sovraccarico dello stesso invertitore e questo provoca uno sbilanciamento del carico ogni qual volta si inverte il segnale della griglia dell'invertitore.

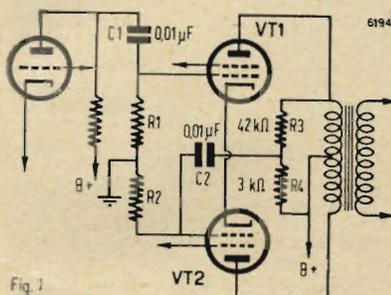
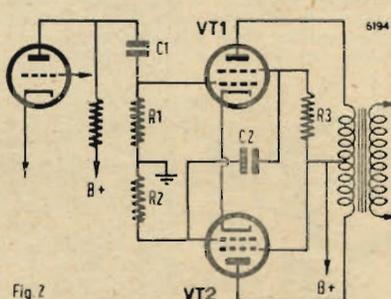
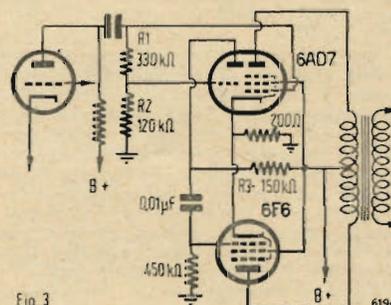
Lo scopo di un invertitore di fase è di ottenere due tensioni uguali in ampiezza e sfasate fra loro di 180° in modo da potersene servire per l'eccitazione di amplificatori in controfase. Numerosi sono i metodi seguiti, ma la maggior parte di questi sistemi o prelevano una piccola parte della tensione d'uscita sullo stadio finale oppure lo stadio finale in controfase è pilotato direttamente da un tubo apposito che inverte la fase.

Il sistema di inversione di fase che usa la stessa tensione di uscita per pilotare il secondo tubo del controfase è il più indicato per l'adattamento in sede di riparazione perchè questo non comporta l'uso nè di un trasformatore e neppure di un tubo invertitore.

Questo sistema viene illustrato in fig. 1 dove un partitore resistivo è posto in derivazione su una metà dell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita, da questo partitore viene prelevata la tensione sfasata di 180° che ecciterà la griglia del secondo tubo in controfase attraverso un condensatore di accoppiamento dell'ordine dei comuni condensatori di accoppiamento di BF.

Il funzionamento di tale circuito è evidente; il partitore resistivo deve soddisfare le seguenti condizioni. Una frazione (1/15) della tensione di uscita deve essere portata alla griglia del secondo tubo del controfase.

Il partitore non deve essere di valore

troppo elevato per non produrre distorsione sulle frequenze elevate, e neppure troppo basso per non smorzare eccessivamente l'avvolgimento su cui è derivato.

Da questo è chiaro come il valore di R3 e R4 siano legati alle caratteristiche dei tubi usati nel circuito amplificatore in controfase. Gli altri valori non sono critici e comportano agevolmente una tolleranza del 5%; inoltre il circuito non è legato al grado di efficienza dei tubi almeno per quanto concerne il tubo VT1 giacchè se la tensione di uscita di questo diminuisce, diminuisce pure in proporzione la tensione di eccitazione alla griglia di VT2; l'uscita rimane così bilanciata. Questo non avviene se è il tubo VT2 a diminuire il suo grado di efficienza. Qualsiasi tipo di tubo può essere montato secondo questo principio. Il partitore R3 R4 viene a ridurre la tensione ai capi della metà del primario su cui è chiuso del 5% circa. Questo circuito ha una risposta piatta per le frequenze elevate e la frequenza di taglio inferiore si aggira sui 100 periodi.

La figura 2 indica un circuito analogo al primo con la variante che in questo la tensione sfasata per l'eccitazione del secondo tubo è ricavata dalla griglia schermo della prima. Il valore della R di caduta sulla griglia schermo dipende dalle caratteristiche del tubo stesso e cioè dal valore della corrente di griglia schermo che determina ai capi della R3 una tensione sfasata di 180° rispetto alla tensione di ingresso. La caduta di tensione alternata che si determina ai capi della R3 deve essere dell'ordine del segnale di ingresso dello stesso tubo.

Per i tubi del tipo 41, 6K6 e 7B5 il valore di cresta della tensione di eccitazione si aggira su 20 volt e la R di caduta sulla griglia schermo varia da 3800 a 4000 ohm, mentre per i tubi del tipo 42, 6F6, 6V6 e 7C5 dove l'amplificazione è maggiore e minore quindi il segnale di griglia sarà sufficiente porre una R. di 3500 ohm.

Per le rimanenti parti del circuito vale quanto detto per il circuito di cui a fig. 1.

Un altro metodo per invertire la fase è quello indicato in fig. 3.

Il triodo pentodo 6AD7 è usato come tubo finale e precisamente, la sezione pentodo di questo tubo lavora in controfase con un tubo 6F6 essendo uguali le loro caratteristiche. La sezione triodo funziona da invertitrice di fase ed attinge la sua tensione di eccitazione da un adeguato partitore posto sull'accopiamento delio stadio che precede (R1 e R2). Il valore della resistenza di carico del triodo

invertitore (R3) è tale da determinare ai suoi capi una tensione sfasata di 180° ma di ampiezza uguale rispetto alla tensione di accitazione posta sulla griglia della sezione pentodo del tubo 6AD7. L'uscita dell'amplificatore in controfase dipende unicamente dal grado di efficenza del tubo 6AD7 dato che se questa diminuisce, diminuisce in proporzione l'ingresso del tubo 6F6. Dato che il tubo 6AD7 è l'unico che presenta queste caratteristiche i valori relativi al circuito sono normalizzati ed è bene nella realizzazione di questo circuito attenersi ai valori indicati sebbene sia ammessa una tolleranza del 10% se necessaria.

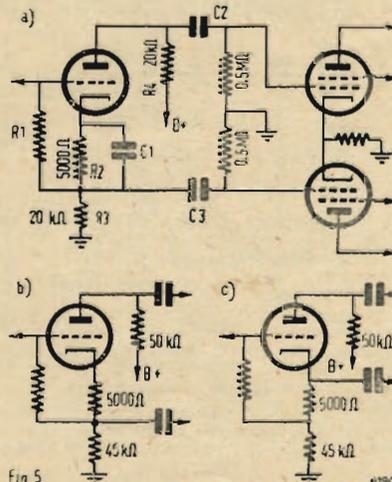
E' questo un circuito usato in molti ricevitori americani di serie.

I circuiti che seguono sono del tipo a tubo invertitore separato e trovano un conveniente impiego negli amplificatori di elevata potenza a differenza dei primi considerati i quali vengono impiegati per amplificatori di bassa potenza dei quali è evidente la semplicità di adattamento. In fig. 4 è indicato un circuito di questa seconda serie che viene descritta. Questo circuito monta un semplice triodo del tipo 6C5, 6J5 o 76. La resistenza di placca e la resistenza di catodo sono scelte di uguale valore. La scelta dei valori di queste resistenze non è critica, i margini che normalmente abbracciano i valori usati sono 20.000 - 50.000 ohm. Possono pure essere usati in questo circuito tubi del tipo 6F5, 6SF5, 6SQ7 ecc. ecc. ad elevato guadagno, ma essendo la loro resistenza interna di valore elevato richiederebbero delle forti resistenze di carico che porterebbero all'uso di una elevata tensione anodica per essere in condizioni di risposta lineare. Il vantaggio di questo circuito è di accoppiare alla sua semplicità di montaggio l'assoluta indipendenza dal grado di efficienza del tubo, essendo in ogni caso la tensione sfasata uguale in ampiezza.

Ad evitare distorsione per l'elevata controreazione che la resistenza catodica produrrebbe nel caso di polarizzazione automatica il tubo richiede una tensione negativa indipendente che giunge alla griglia attraverso una R di 20.000 - 30.000 ohm. Con 20.000 ohm la tensione negativa all'ingresso di essa deve essere 1,8 volte la tensione di ingresso alternata, con 30.000 ohm tre volte. Le tensioni sfasate sono piccole per alimentare controfasi di elevata potenza, mentre sono sufficienti per tubi del tipo 25L6 e 7A5 dove sono richiesti da 7 a 8 volt di eccitazione per la massima uscita. Questo circuito è particolarmente indicato per i tubi suddetti quando, beninteso, si disponga di una tensione negativa indipendente. Nella figura 5 sono indicati circuiti autopolarizzati che seguono lo stesso principio visti in fig. 4; nella fig. 5 *a*) la resistenza di catodo R2 è baypassata dal condensatore C1 e il ritorno di griglia è chiuso nel punto di giunzione di R2 e R3 da dove si diparte pure il collegamento che trasmette l'eccitazione ad uno dei tubi in controfase che seguono.

Teoricamente lo svantaggio di questo circuito va cercato nella capacità di dispersione che viene a trovarsi nei capi di R3 e che determina distorsione per le frequenze alte, in pratica si è sperimentato che questo non pregiudica seriamente la fedeltà di risposta. In fig. 5 *b*) le resistenze di carico sono di 50.000 ohm e il condensatore di catodo è eliminato e quindi lo stadio sarà leggermente controreazionato. Questo causerà una diminuzione di guadagno che sarà uguale a quello ottenuto nel circuito di fig. 1. I valori indicati valgono per i tubi del tipo 37 o 6J5 i quali danno tensioni di uscita tali da pilotare convenientemente un controfase di 42 o 6F6 per una uscita massima di 10 watt. In fig. 5 *c*) si può notare come può correggersi lo sbilanciamento di carico presente nel circuito di fig. 5 *b*) e cioè prendendo un'uscita sul catodo del tubo invertitore, ne deriva una maggiore fedeltà. Il valore di 50.000 ohm della resistenza di carico ha dato i migliori risultati, per questo valore si ha che la frequenza superiore di taglio rimane fuori dalla gamma di BF e la frequenza di taglio inferiore è ottima.

La fig. 6 ci presenta lo schema classico del tubo 6N7, 6SC7, 6SN7 e 6C8. Le resistenze R5 e R4 stanno fra loro nel rapporto 1/36 essendo il guadagno dei tubi circa 36. Il vantaggio di questo circuito è l'elevata sensibilità dello stadio a causa del guadagno che si ottiene. La polarizzazione di griglia deve essere tale da non raggiungere l'interdizione nell'alter-

nanza negativa del segnale applicato ad essa. Il bilanciamento delle due sezioni è influenzato solamente dal bilanciamento o dallo stadio seguente.

Sul tipo del circuito di fig. 6 è riportato pure un altro schema che usa il tubo 6C8 che per evitare l'influenza del

condensatore di accoppiamento e della capacità di ingresso dei tubi del controfase deriva il partitore di tensione per l'eccitazione della seconda griglia dell'invertitore direttamente dal carico anodico. Un'interessante realizzazione di compensazione automatica del bilanciamento è realizzato nel circuito di fig. 7. Il bi-

di alimentazioni. Questo circuito comporta l'impiego di un tubo 6SC7 pari a due 6C5. L'autore assicura l'ottimo impiego di questo circuito bilanciato in varie applicazioni pratiche. Degno di nota è pure l'ultimo circuito nel quale la tensione con fase invertita viene prelevata dallo stesso circuito di rivelazione e vengono all'uo-

Fig. 6

Fig. 7

lanciamento dell'uscita viene controllato dalla polarizzazione differenziale che causa la R5 di 3500 ohm.

Se l'ingresso è bilanciato tale polarizzazione e sarà 0 essendo le tensioni presenti ai capi della R5 in opposizione, se l'ingresso è sbilanciato tale differenza non sarà 0 ma avrà bensì una polarità adeguata a compensare tale sbilanciamento. Una leggera controreazione riduce il guadagno dello stadio ma all'incontro si compensano i nocivi effetti di distorsione dovuti ad eventuali ondulazioni di tensioni

po usati i soli diodi, collegati in parallelo, di un normale tubo rivelatore. Essendo questa tensione insufficiente a pilotare qualsiasi tubo di potenza viene quindi amplificata separatamente ed infine inviata alle griglie dello stadio finale in controfase. L'articolo conclude sottolineando l'opportunità nei circuiti visti di osservare nel montaggio la controreazione. E' consigliato per un'ottima messa a punto di questi stadi oltre ad un'ottimo « Tester » l'uso di un « Signal Tracer » e di un oscillografo.

RB

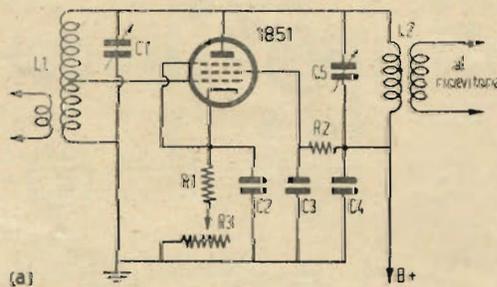
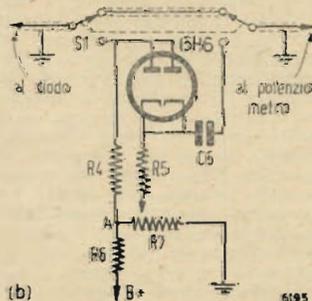
Complesso preselettore ed antinoise

Radio News - Giugno 1947

di Giorgio & Al. Boles

Dato che i nuovi ricevitori del dopoguerra, ed anche quelli... dell'anteguerra (alludiamo a quelli americani professionali per D. C.), non sono ancora alla portata di moltissime borse, vogliamo qui descrivere il modo di rendere un po' più moderno il proprio ricevitore multiban-

Il preselettore impiega una 1851, ed è reso blandamente rigenerativo mercè l'uso nel circuito di placca di una bobina accordata invece della solita impedenza di A. F. Essa è accordata presso a poco al centro della banda dei 28 MHz.

La griglia della 1851 è collegata ad una

Materiale impiegato. **Resistenze:** R1 = 150 ohm, ½ W; R2 = 65 kohm, ½ W; R3 = 5000 ohm, potenziometro; R4 = 250 kohm, ½ W; R5 = 50 kohm, ½ W; R6, vedi testo; R7 = 10.000 ohm, potenziometro. **Condensatori:** C1 = 25 pF, variabile; C2, C3, C4, C6 = 0,01 microF, 400 V; C5 = 50 pF, variabile. **Bobine:** L1 = primario 2 sp. avvolte su sostegno da 38 mm, secondario 7 sp. con presa alla terza spira; L2 = primario 6 sp. avvolte su sostegno da 19 mm, secondario 4 sp. **Tubi elettronici:** 1851 e 6H6.

da il quale ha sempre, sulla banda dei 28, una sensibilità molto scarsa e manca, per di più, di un attenuatore dei disturbi, la cui efficienza in questa banda sarebbe invece particolarmente buona. E poichè molte volte non vi è posto nello chassis per altri componenti, veniamo senz'altro alla descrizione di un piccolo chassis separato contenente e preselettore e antinoise.

presa intermedia della bobina d'entrata per ridurre gli effetti di smorzamento dovuti all'aereo ed evitare così diminuzioni sia della sensibilità che della selettività.

La posizione della presa fu scelta per tentativi ed è quella che ha dato i migliori risultati (vedere i dati nello schema).

Quanto alla realizzazione costruttiva si tenga presente che la bobina di placca è montata sotto lo chassis e che i due conduttori che portano l'energia a R. F. al ricevitore sono schermati sia per evitare accoppiamenti reattivi fra circuito d'entrata e d'uscita del preselettore che per impedire la captazione diretta dei segnali da parte del cavo.

La sintonia del preselettore non è affatto critica e non è necessario ritoccarla continuamente quando si sintonizza il ricevitore. Questo fatto indurrebbe a ritenere che il rendimento del preselettore sia basso, ma non è così. Quanto al guadagno che il ricevitore ne risentirà, questo dipende logicamente dal ricevitore stesso. Se esso non disponeva di amplificatore A. F. la differenza di rendimento sarà senz'altro notevole; se esso era invece già fornito, p. e., di due stadi A. F. non ci sarà certo molto da attendersi per l'introduzione del preselettore.

Volendo questo dispositivo può, con bobine adatte, essere utilizzato anche per i 14 e 7 MHz.

Veniamo ora alla descrizione dell'antinoise. Utilizza una normale 6H6, la quale taglia i picchi di disturbo eccedenti un determinato livello, che viene stabilito a piacere di volta in volta mediante regolazione manuale. Questa è effettuata mediante un potenziometro e si ruota il medesimo fin quando si avverte una leggera distorsione del segnale ricevuto; ritornando indietro di pochissimo si è certi di trovarsi nelle migliori condizioni. Ogni picco di disturbo eccedente questo livello verrà cancellato.

L'efficienza del dispositivo dipende in larga misura dal tipo di disturbo. Ottimo per quelli causati dalle candele dei motori a scoppio, è impotente contro quelli a carattere persistente (motore col collettore sporco, p. e.). Fortunatamente quello che prevale nella banda dei 28 è soltanto il primo tipo di disturbo, cosicchè si otterrà un effettivo beneficio dall'impiego del dispositivo in un apparecchio che non ne fosse provvisto.

Esso ridurrà blandamente l'amplificazione B. F., ma la maggior parte dei ricevitori hanno una riserva di sensibilità tale da compensare questa diminuzione. Inoltre manterrà praticamente costante la potenza d'uscita del ricevitore, ma questo è un vantaggio e non un inconveniente.

Per connettere al ricevitore il dispositivo occorre interrompere il conduttore che collega al potenziometro regolatore di volume il secondo terminale del condensatore connesso alla resistenza di carico del diodo rivelatore B. F.; saldare ai due capi dell'interruzione un cavo bifilare schermato che andrà a finire al commutatore due vie-due posizioni che inserisce e disinserisce l'anti-noise (v. schema). Il valore di R6, supergiù 75.000, deve essere tale da fornire al punto A dello schema un potenziale di 30 volt rispetto massa; è bene provare con diversi valori di resistenza fino ad ottenere questa esatta d.d.p.

Tutte le resistenze saranno del tipo da ½ W. (anche per il preselettore).

E' bene però che le resistenze che costituiscono la soglia di controllo dell'anti-noise siano a filo, per evitare i disturbi che quelle a carbone darebbero dopo un certo tempo d'esercizio.

Il consumo del complesso è basso; collegarsi per l'anodica allo schermo della finale. Tutto l'insieme permetterà l'ascolto, sui 28 MHz, di emittenti che prima non si potevano captare per mancanza di sensibilità sufficiente e consentirà la ricezione di deboli segnali di DX anche in mezzo ad intensi disturbi dovuti alle candele di accensione. In quest'ultimo caso l'efficienza del limitatore di disturbi è indiscutibile: si potranno udire abbastanza chiaramente emittenti altrimenti e completamente coperte dal disturbo.

G. P.

pubblicazioni ricevute

A. N. GOLDSMITH, A. F. VAN DYCK, R. S. BURNAP, E. D. DIKEY & G. M. BACKER, **Television**, vol. III. Di pagine XII-486, stampato a cura della RCA Review, Radio Corporation of America, RCA Laboratories Division, Princeton, New Jersey; prezzo Dollari 2,50 (legatura in tela) oppure Dollari 1,50 (legato in carta).

E' una collezione di scritti di autori appartenente alla RCA. Molti sono riportati integralmente, altri riassunti. Il volume copre il periodo 1938-1941. Gli articoli sono presentati in quattro sezioni: Pickup, Transmission, Reception & General. Una appendice contiene i sommari di tutti gli articoli raccolti nei volumi I e II (1936-38) attualmente esauriti.

GLI STESSI, **Television, vol. IV**. Di pagine XIV-510, stampato a cura della RCA Review, Radio Corporation of America, RCA Laboratories Division, Princeton, New Jersey; prezzo Dollari 2,50 (legatura in tela) oppure Dollari 1,50 (legato in carta).

E', come il precedente, una collezione di articoli di autori appartenenti alla RCA. Il volume copre il periodo 1942-1946. Gli articoli sono presentati in sei sezioni: Pickup, Transmission, Reception, Color television, Military television & General. Una appendice contiene i titoli e le indicazioni necessarie per la ricerca di circa 275 articoli tecnici scritti da autori della RCA e pubblicati tra il 1929 ed il 1946.

Entrambi i volumi sono dedicati alle persone comunque interessate alla televisione.

AMERICAN STANDARD, **Basic Graphical Symbols for Electric Apparatus.** Di pagine 16, stampato a cura dell'American Institute of Electrical Engineers, 33 West Thirty-ninth Street, New York 18; prezzo 40 c per copia, richiedibile alla American Standards Association, 70 East Fourty-Fifth Street, New York 17.

Nel volumetto sono compresi 152 simboli, molti dei quali usati anche in radiotecnica, approvati dalla American Standard per l'unificazione dei disegni tecnici.

G. COPPA, **La Distorsione nei Radioricevitori.** Di pagine 36 e 27 figure, stampato a cura della Editrice Il Rostro, Milano; prezzo L. 160.

Lo scopo del volumetto è quello di fornire un quadro generale delle cause di distorsione in radioricevitori ed amplificatori. In esso, data l'ampiezza dell'argomento, ci si limita ad un indirizzo eminentemente pratico ma certamente utile ad orientare il progettista o l'autocostruttore. L'argomento è senza dubbio di grande attualità in quanto oggi si tende a raggiungere una riproduzione di sempre più elevata qualità, ed in particolare di qualità acustica superiore.

PERIODICI ESTERI

Documentez-Vous Radio Télévision Cinéma Electricité, quaderni nn. 9-10.

La Radio Revue, anno VIII ,nn. 3-4-5-6, maggio, giugno e luglio 1947.

La Télévision Française, n. 28, agosto 1947.

Le Haut-Parleur, XXIII, nn. 793, 794, 795, 796, 17 giugno e 1, 15 e 29 luglio 1947.

London Calling, nn. 402, 403, 404, 405, 406, 407, 408, 409, 411, 412.

Populär Radio, tidskrift för radio, television och elektroakustik, anno XIX, nn. 7-8, luglio-agosto 1947.

Radio Miesiecznik dla Techników i Amatorów, vol. II, n. 3 marzec 1947 R.

Radio Craft, vol. XVIII, n. 9, giugno 1947. Fascicolo dedicato a Enrico Fermi, pioniere nella fissazione degli atomi. Vol. XVIII, nn. 10-11, luglio-agosto 1947.

Radio News, vol. XXXVII, n. 6, giugno 194; vol. XXXVIII, n. 1, luglio 1947, n. 2: agosto 1947.

Radio Service, anno VII, nn. 43-44, luglio-agosto 1947.

RCA Review, vol. VIII, n. 2, giugno 1947.

Revista Telegrafica Electrotecnica, anno XXXV, nn. 412, 413, 414, 415, 416, 417, 418, gennaio, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio 1947. Fascicoli di 72 pagine circa. Prezzo 60 c. (Ed. in Argentina).

R.S.G.B. Bulletin, vol. XXIII, n. 1, luglio 1947; n. 2, agosto 1947.

Tecnique Muirhead, vol. I, n. 2, apr. 1947.

The Irish Radio and Electrical Journal, vol. IV, n. 52, giugno 1947.

Toute la Radio, anno XIV, nn. 115-116-117, maggio-giugno-luglio-agosto 1947.

PTT - Technische Mitteilungen - Bulletin Technique - Bollettino Tecnico, anno XXV, nn. 2-3, marzo-aprile e maggio-giugno 1947.

Wireless Engineer, vol. XXIV, nn. 285-286-287, giugno-luglio-agosto 1947.

Wireless World, vol. LIII, nn. 7-8-9 luglio-agosto-settembre 1947.

PERIODICI ITALIANI

Alta Frequenza, vol. XVI, n. 2, aprile 1947; e nn. 3-4, giugno-agosto 1947.

Elettronica, anno II, n. 4, giugno 1947.

Il Radio Giornale, anno XXV, n. 3, maggio-giugno 1947.

L'Energia Elettrica, vol. XXIV, nn. 2-3-4-5, febbraio-marzo-aprile-maggio 1947.

Tecnica Elettronica, vol. II, n. 1, luglio 1947. Fascicolo di 108 pagine. Prezzo L. 300.

- Notiziario.
- Circuiti elettrici a regime permanente (Luigi Terra).
- Il magnetron a cavità multiple (Piero Lombardini).
- I problemi della radiodiffusione in Italia e la modulazione di frequenza (Pier Luigi Bargellini).
- Metodi di misura delle perdite dielettriche a frequenze superiori a 100 MHz (H. W. Stawski).
- Controllo di produzione e servizi accessori (Rocco Lentini).
- Generalità sui tubi elettronici trasmittenti (I. Thrachmann).
- Adattamento di impedenza su trasformatori di modulazione e di uscita (Oliviero Landini).
- All'insegna dei 56...
- Un trasmettitore per tutte le bande con 40 W input (Renato Pera, i1AB).
- Rivista delle riviste.

Tecnica Elettronica, vol. II, n. 2, agosto 1947. Fascicolo di 98 pagine. Prezzo lire 300.

- Notiziario.
- Amplificatori con reazione (Domenico Migneco).
- Servizio progetti e studi di una moderna fabbrica radio (Almerigo Saitz).
- Radio telegrafia a manipolazione di frequenza (Pier Luigi Bargellini).
- Circuiti elettrici a regime alternativo sinusoidale permanente (Luigi Terra).
- Misura delle correnti a radiofrequenza (Claudio Egidi).
- Abaco per la determinazione dello spessore dei quarzi.
- Questioni dilettantistiche: funzione educatrice della telegrafia (Alessio Gurviz).
- All'insegna dei 56...
- Trasmettitore da 40 W - Modifiche e perfezionamenti (Renato Pera, i1AB).

segnalazione brevetti

Perfezionamenti ai raddrizzatori di corrente elettrica al selenio e alle cellule fotoelettriche al selenio.
DRAGONETTI Giovanni, a Roma (6-364).

Perfezionamenti nei dispotisivi per la ripresa di trasmissioni televisive.
FERNSEH G.m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (6-364).

Procedimento per ridurre la telediafonia diretta dovuta all'insufficiente adattamento delle impedenze delle linee di telecomunicazione agli amplificatori o ad altri apparecchi di trasmissione.
FIDES Gesellschaft für die Verwaltung und Verwertung von Ge-werblichen Schutzrechten m.b H., a Berlino (6-364).

Procedimento per la regolazione dell'attenuazione in dipendenza della frequenza con l'aiuto di una frequenza di comando, particolarmente adatto per sistemi di telecomunicazione.
La stessa (6-364).

Traduttore per ricevitori di telescrittori con nottolino cercatore, esplorante l'impostazione di organi di selezione.
La stessa (6-365).

Procedimento per ottenere la compensazione dei circuiti elettrici di sintonia in radioapparecchi riceventi e trasmittenti o simili con più campi di frequenza, e dispositivo per l'applicazione del procedimento.
JOHNSEN Wilhelm A/S, a Copenaghen (6-365).

Dispositivo per il controllo della posizione della sorgente sonora nelle trasmissioni stereofoniche.
KLANGFILM G.m.b.H., a Berlino (6-366).

Apparecchio per la realizzazione di collegamenti per comunicazioni a distanza per mezzo di onde portanti modulate.
LORENZ C.A.G., a Berlin-Tempelhof (6-366).

Procedimento per indicare con radiotrasmissioni il luogo di una stazione e per stabilire radiazioni di guida modulati in punti e linee.
La stessa (6-366).

Procedimento per la produzione di materiali di elevato potere di trasmissione elettronica.
La stessa (6-366).

Perfezionamenti nei tubi elettronici.
La stessa (6-366).

Perfezionamenti nella costruzione di apparecchi per le radiocomunicazioni.
LORENZ C.A.G., a Berlin-Tempelhof (6-366).

Magnetron per onde ultracorte con quattro o più segmenti anodici.
TELEFUNKEN Gesellschaft für Drathlose Telegraphie m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (6-367).

Perfezionamento nella disposizione delle antenne direzionali.
La stessa (6-367).

Perfezionamenti nei tubi di scarica elettronica, particolarmente per la trasmissione e la ricezione ad onde corte.
La stessa (6-367).

BREVETTI SVIZZERI

Vorrichtung für Ultrahochfrequenzschwingungen mit einer Entladungsröhre, in der ein Elektronenbundel erzeugt wird. (Dispositivo per oscillazioni di frequenza ultraelevata con un tubo di scarica in cui si genera un fascio di elettroni).
N. V. PHILIPS' Gloeilampenfabrieken (Paesi Bassi) (242.746).

Abstimmvorrichtung mit wenigstens zwei Abstimmkreisen, die einen ungleichen Frequenzbereich besitzen. (Dispositivo di sintonia con almeno due circuiti di sintonia, dotati di campo di frequenza diverso).
La stessa (242.747).

Schaltungsanordnung zur Verstärkung oder Erzeugung von Ultrahochfrequenzschwingungen (Schema per rinforzare o generare oscillazioni di frequenza ultraelevata).
La stessa (242.748).

Impianto di radiotelefonia automatica.
D. MASTINI (Italia) (242.749).

Anlage zur drahtlosen Vielfachtelephonie auf Ultrakurzwellen ohne Zwischenträger.

(Impianto di telefonia quadrupla senza fili su onde ultracorte senza supporto intermedio).
Gesellschaft zur FODERUNG der FORSCHUNG AUF DER GEBIETE der technischen PHYSIK an der EINDGENOSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE (Svizzera) (242.750).

An ein Gerät der Fernmeldetechnik angeschlossene Ueberwachungseinrichtung (Dispositivo di controllo annesso ad un apparecchio di telecomunicazione).
« PATELHOLD » Patentverwertungs & Elektro-Holding A. G. (Svizzera) (242.752).

Sendergruppe zur Aussendung von in der Frequenz oder Phase Modulierten Schwingungen (Gruppo di emissione per l'emissione di oscillazioni di fase o di frequenze modulate).
N. V. PHILIPS' Gloeilampenfabrieken (Paesi Bassi) (242.962).

Vorrichtung zur Phasenmodulation elektrischer Schwingungen (Dispositivo per la modulazione di fase di oscillazioni elettriche).
La stessa (242.963).

Verfahren und Schaltung zur Durchlass breitebeeinflussung bei einem Resonanz verstärker (Processo e schema per influenzare la larghezza di penetrazione in un rinforzatore di risonanza).
A. DEWALD & SOHN A. G. (Svizzera) (242.964).

CONSULENZA

GTer 6693 - Sig. A. Sbrana

Pisa

Chiede lo schema di un transricevitore per 20 e 40 mt, utilizzante i tubi 3Q5, 25L6, 25Z6 e 1LN5. Desidera inoltre siano precisate:

1) le caratteristiche tecniche e i collegamenti agli zoccoli di essi;

2) i valori di alcuni condensatori utilizzati in un transricevitore del Sig. Callegari;

3) i criteri di sostituzione del tubo 42 con il tubo 6L6, sia per l'amplificazione della portante e sia per l'amplificazione della modulante.

Si riportano anzitutto ordinatamente le caratteristiche tecniche dei tubi in questione. Gli schemi dei collegamenti agli zoccoli sono dati nella fig. 1.

TUBO 3Q5 - Tetrodo a fascio per l'amplificazione di potenza a riscaldamento diretto in c.c.

Tensione di accens.	V_f=1,4 V	2,8 V
Corrente di accens.	I_f =0,1 A	0,05 A

Dati di funzionamento per l'amplificaz. di classe A (V_f=1,4 V; I_f=0,05 A).

Tensione anodica	110	V
Tens. della griglia schermo	110	V
Tens. della griglia controllo	—6,6	V
Corrente anodica	10,0	mA
Corr. della griglia schermo	1,4	mA
Resistenza interna	0,1	MΩ
Transconduttanza	2200	μmho
Impedenza di carico	8000	Ω
Potenza di uscita	0,4	W

Dati di funzionamento per l'amplificaz. di classe A (V_f=2,8 V; I_f=0,05 A)

Tensione anodica	110	V
Tens. della griglia schermo	110	V
Tens. della griglia controllo	—6,6	V
Corrente anodica	8,5	mA
Corr. della griglia schermo	1,1	mA
Resistenza interna	0,11	MΩ
Transconduttanza	2000	μmho
Impedenza di carico	8000	Ω
Potenza di uscita	0,33	W

TUBO 25L6 - Tetrodo a fascio per la amplificazione di potenza a riscaldamento indiretto.

Tensione di accensione	25,0	V
Corrente di accensione	0,3	A

Dati di funzionamento per l'amplificaz. di classe A

Tensione anodica	110	200	V
Tensione della griglia schermo	110	110	V
Tensione della griglia controllo	—7,5	—8,0	V
Corrente anodica	49,0	50,0	mA
Corrente della griglia schermo	4,0	2,0	mA
Resistenza interna	13000	30000	Ω
Transconduttanza	9000	9500	μmho
Impedenza di carico	2000	3000	Ω
Potenza di uscita	2,1	4,3	W

TUBO 25Z6 - Bidiodo raddrizzatore-duplicatore di tensione a riscaldamento indiretto.

Tensione di accensione	25,0	V
Corrente di accensione	0,3	A

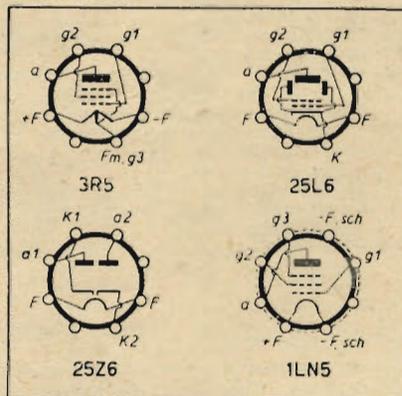



Fig. 1 (Cons. 6693) Collegamenti agli zoccoli dei tubi 3R5, 25L6, 25Z6 ed 1LN5.

Dati di funzionamento per duplicazione di tensione.

Tensione alternata max per anodo	117	V
Corrente raddrizzata max	75	mA

Valore minimo dell'impedenza complessiva del circuito di alimentazione anodica:

— 30 Ω, per raddrizzamento di una semialternanza;

— 15 Ω, per raddrizzamento delle due semialternanze.

Dati di funzionam. per il raddrizzamento di una semialternanza.

Tensione alternata max per anodo (Va)	235	V
Corrente raddrizzata max per anodo	75	mA

Impedenza complessiva del circuito di alimentazione anodica (Z):

per Va ≥ 117 V. Z = 15 Ω
per Va = 150 V; Z = 40 Ω
per Va = 235 V, Z = 100 Ω

TUBO 1LN5 - Pentodo amplificatore di tensione a riscaldamento diretto in c.c.

Dati di funzionam. per l'amplificazione di classe A.

Tensione anodica	90	V
Tens. della griglia schermo	90	V
Tens. della griglia controllo	0	V
Corrente anodica	1,6	mA
Corr. della griglia schermo	0,35	mA
Resistenza interna	1,1	MΩ
Transconduttanza	800	μmho

Un transricevitore con i tubi di cui sopra non può essere realizzato, per evidenti ragioni d'incompletezza dei tipi e per le scarse potenze che è dato mettere in giuoco da essi.

Circa i valori delle capacità utilizzate nel transricevitore del Sig. N. Callegari (onde corte e ultracorte, 1945, pag. 308) precisiamo come segue:
i due valori indicati per *C5* sono dovuti ad errore tipografico e conseguente svista del proto. Il condensatore di cui sopra dovrà avere una capacità di 50 pF ed è bene sia del tipo a mica. Il condensatore *C15*, sul catodo del pentodo 42, è di tipo elettrolitico ad alta capacità e per basse tensioni di lavoro. Il valore della capacità di esso determina l'andamento della curva livello-frequenza dello stadio sulle frequenze basse dello spettro acustico. Esso potrà essere pertanto il tipo 1262 della « Geloso » (25 μF, 30 V), e anche il tipo 1263 (10 μF, 30 V) del medesimo costruttore.

I due tubi 42 del transricevitore di cui sopra, possono essere sostituiti con due tetrodi a fascio 6L6. Tale sostituzione impone alcune varianti, quale:

— il valore del resistore R6, che dovrà essere di 180 Ω, 2 W, anzichè di 450 Ω;

— l'impedenza del primario del trasformatore di uscita, che, in conseguenza alle condizioni di funzionamento previste, dovrà essere di 2500 Ω, anzichè di 7000 Ω.

Infine la bassa resistenza interna del tubo 83 è vantaggiosa sia nel caso che si adoperino i tubi 42 e sia con i tetrodi 6L6, in quanto consente una maggiore stabilità di tensione. Con il tubo di cui sopra i singoli elementi del circuito di alimentazione rimangono sostanzialmente i medesimi.

GTer 6604 - Sig. C. Moro

Venezia.

Desidera l'elenco del materiale adoperato da G. Termini nel ricevitore ad alta fedeltà (stadio di preamplificazione di B.F. a due canali), pubblicato nel N. 1-2, 1946 de « l'antenna ».

Chiede inoltre di conoscere con quali tipi può essere sostituito il tubo E444 (WE26).

Per quanto riguarda il ricevitore ad alta fedeltà in questione, si precisa ordinatamente:

a) i condensatori aventi una capacità compresa fra 50 pF e 1000 pF sono del tipo a mica;

b) quelli di valore superiore, cioè compreso fra 1000 pF e 0,5 μF, sono di tipo antiinduttivo a carta, per tensione di esercizio di 1500 V c.c.;

c) i condensatori di valore superiore

a 1 μF sono di tipo elettrolitico. La polarità del terminale di collegamento è precisata nello schema elettrico: le tensioni di esercizio sono: 600 V, per i condensatori del circuito di livellamento (8 e 16 μF), 25 V per il condensatore di 10 μF (sul catodo del triodo-eptodo ECH4) e 30 V o 50 V per il condensatore di 50 μF (sul catodo del tetrodo a fascio 6L6);

d) una dissipazione massima di 1 W è da prevedere per i resistori di 170 Ω (catodo tubo 6L6), di 40 Ω (— A.T.), di 5000 Ω (anodo tubo variatore di frequenza), di 45000 Ω (anodo triodo generatore locale), di 20.000 Ω e di 70.000 Ω (griglia schermo tubo ECH4 variatore di frequenza;

e) tutti gli altri resistori ammettono una dissipazione massima di ½ W, eccetto quelli che non sono percorsi dalle componenti continue delle correnti anodiche dei tubi: per questi ultimi può infatti ammettersi una dissipazione massima di ¼ di W;

f) le tensioni e le correnti a vuoto del trasformatore di alimentazione sono: 340+340 V e 0,075 A per l'alta tensione; 6,3 V — 3 A per i riscaldatori dei catodi dei tubi elettronici; 5 V — 2 A per il filamento del tubo 5Y3.

Il binodo E446 (diodo-tetrodo) può essere sostituito con il diodo-triodo E444S, sostituendo lo zoccolo. Si noti che in tal caso l'anodo del diodo è posto sul cappuccio del bulbo. Anche i tubi W137 o ABC1 servono allo scopo, purchè si accetti ancora di sostituire lo zoccolo.

GTer 6695 - Sig. E. Salomoni

La Spezia.

Chiede sia precisato concettualmente il funzionamento di un generatore autoeccitato ad accoppiamento capacitivo (Colpitt) e di un generatore ad accoppiamento autotrasformatorico (Hartley), di cui invia gli schemi elettrici di principio.

I principii informatori gli schemi di cui sopra, discendono immediatamente dal classico tipo di Meissner, in cui il circuito anodico è accoppiato a quello di griglia per via trasformatorica. Tratteremo perciò anzitutto di esso: successivamente si dirà degli schemi in questione.

Un circuito oscillatorio, che è da riguardare costituito da tre elementi, L, C, R (fig. 1) può essere sede di oscillazioni aperiodiche (fig. 2), oppure di oscillazioni periodiche (fig. 3), in relazione al valore della resistenza R che, in un caso, dev'essere superiore e, nell'altro caso inferiore ad un determinato valore $R_c = 2\sqrt{L/C}$, detto *resistenza critica*. Nel caso che sia $R < R_c$, il circuito è sede di *oscillazioni periodiche smorzate*, a causa dell'azione dissipatrice di R. Perchè si stabiliscano in esso delle oscillazioni persistenti (fig. 4) occorre *rifornire* il circuito stesso di quella medesima quantità di energia che si dissipa in R. Questo rifornimento è caratterizzato da un fattore di *quantità*, che dipende da R e da un fattore di *tempestività*, che è in relazione al periodo dell'oscillazione stessa. Ciò può ottenersi molto opportunamente derivando il circuito oscillatorio sull'anodo di un tubo a tre o più elettrodi ed applicando sul circuito di entrata (griglia-catodo) una conveniente tensione eccitatrice (fig. 5).

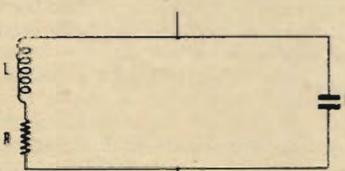



Fig. 1 (Consulenza 6695) Bipolo equivalente di un circuito oscillatorio.

La componente alternativa della corrente anodica, i_a, che si sovrappone alla componente continua, i_{ao}, determinata dalle condizioni di funzionamento del tubo

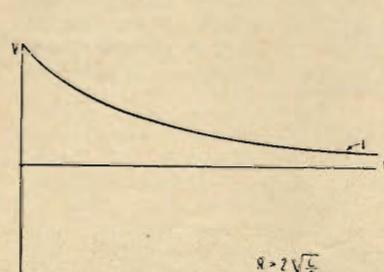



Fig. 2 (Consulenza 6695) Corrente aperiodica di scarsa i, in funzione della tensione di carica, V, e del tempo t.

(fig. 6) è infatti in grado di assolvere questo compito.

L'entità e la tempestività del rifornimento sono in relazione all'ampiezza e alla pulsazione della tensione eccitatrice.

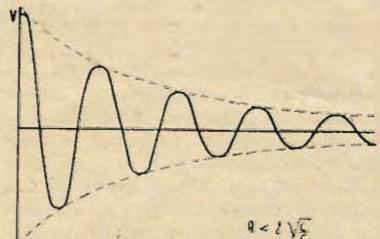



Fig. 3 (Consulenza 6695) Corrente periodica smorzata di scarica, in funzione della tensione di carica V, e del tempo t.

L'energia elettrica a tensione costante erogata dall'alimentatore anodico è quindi in parte trasformata in energia elettrica a corrente e tensione variabile nel tempo. Il tubo si comporta cioè come un resistore variabile nel tempo. alimentato da un generatore a tensione costante; al tratto anodo-catodo compete infatti una resistenza, il cui valore istantaneo varia nel tempo, essendo legato alle variazioni della tensione eccitatrice. Se si trascurano le componenti continue in giuoco (tensioni e correnti), il circuito di cui sopra può essere sostituito dal circuito della fig. 7. Il circuito oscillatorio risulta cioè in serie ad un resistore ϱ, di valore equivalente alla resistenza dello spazio infraelettrodico. Ai capi del circuito risulta applicata una differenza di potenziale, μe_g, in cui μ

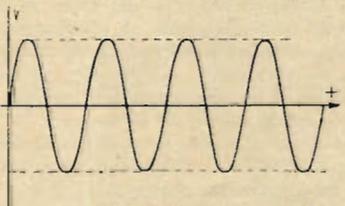



Fig. 4 (Consulenza 6695)

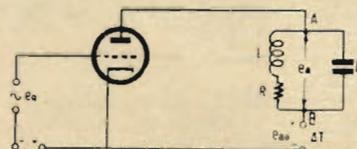



Fig. 5 (Consulenza 6695) Circuito oscillatorio derivato sull'anodo di un tubo a tre elettrodi.

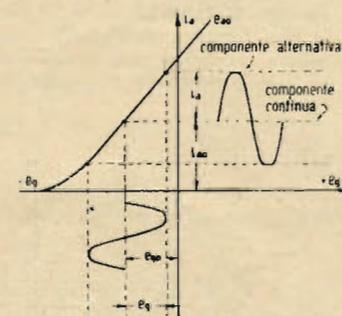



Fig. 6 (Consulenza 6695)

è il coefficiente di amplificazione del tubo, mentre e_g è l'ampiezza della tensione eccitatrice. Il circuito in questione equivale infatti a quello della fig. 5, in quanto la tensione eccitatrice e_g può essere sostituita da una tensione μe_g, equivalente cioè a quella ottenuta dalle variazioni della resistenza interna ϱ. Un sistema eletrico di questo tipo è detto *generatore ad eccitazione separata*.

Si può però ricavare la tensione eccitatrice direttamente dal circuito anodico. La tensione alternativa che si stabilisce ai capi del circuito oscillatorio può essere infatti trasferita totalmente, o parzialmente, sul circuito di griglia del tubo. Si perviene così ai *generatori autoeccitati*. I tipi classici che si conoscono sono in numero di tre e riguardano il sistema con cui si provvede ad accoppiare il circuito anodico con quello di griglia. Più precisamente questo accoppiamento può essere realizzato:

a) per via trasformatorica (Meissner).

b) per via autotrasformatorica (Hartley);

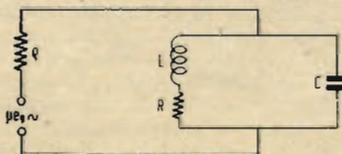



Fig. 7 (Consulenza 6695) Bipolo equivalente del circuito oscillatorio di fig. 5.

c) per via capacitiva (Colpitt).

Questi ultimi discendono, come si è detto, dal circuito di Meissner; ci occuperemo quindi immediatamente di esso.

Per ottenere di applicare all'entrata

del tubo una parte della tensione che si stabilisce ai capi del circuito oscillatorio, è sufficiente accoppiare magneticamente l'induttore del circuito stesso

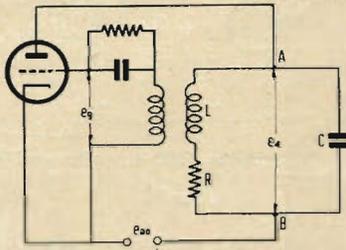



Fig. 8 (Consulenza 6695)

con un altro induttore connesso fra griglia e catodo del tubo (fig. 8). In tal modo quando il circuito A - B è percorso da una corrente oscillatoria si ha una tensione oscillante con uguale periodo fra griglia controllo e catodo. Segue una corrente oscillatoria sull'anodo del tubo la quale, percorrendo il circuito oscillante, compensa le perdite che si hanno in esso. Perchè si ottenga un funzionamento in regime permanente occorre che siano rispettate, come si è detto, alcune condizioni determinanti la

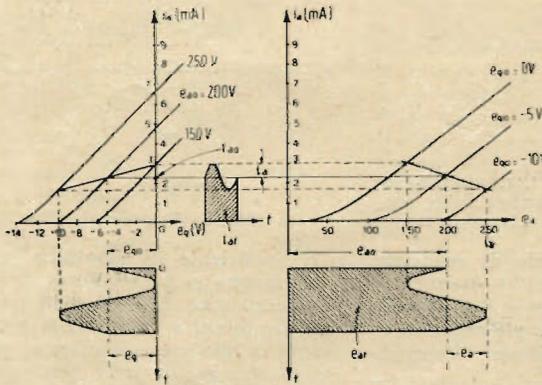
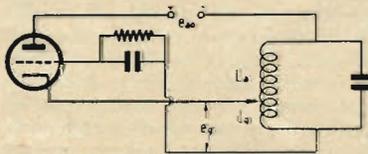



Fig. 10 (Consulenza 6695)

quantità e la *tempestività* del *rifornimento*. Una precisazione in merito è ottenuta confrontando il comportamento di un generatore ad eccitazione separata (fig. 5) con quello di un generatore autoeccitato (fig. 6). Differenza sostanziale fra i due è che la tensione eccitatrice del primo è prelevata da una sorgente esterna, mentre il generatore autoeccitato ricorre ad una frazione della componente alternativa della tensione anodica. Le componenti alternative che s'individuano in ogni caso riguardano due tensioni e una corrente. Si ha infatti una tensione eccitatrice, e_g, una tensione ai capi del circuito oscillatorio, e_a, e una corrente anodica, i_a. Si comprende immediatamente che l'ampiezza e_g richiesta per il generatore ad eccitazione separata, non è più sufficiente nel caso del generatore autoeccitato. Infatti in tal caso una frazione della tensione e_a dev'essere riportata sul circuito di griglia. Se si indica con e_r questa frazione della tensione anodica applicata all'entrata, si dovrà avere ai capi del circuito oscillatorio una tensione $e_a + e_r$.

L'ampiezza della tensione eccitatrice dovrà quindi essere $e_g + e_r$ e, se ci si riferisce al circuito equivalente, si potrà porre genericamente la disuguaglianza: $\mu e_g > e_a$, dove, nel segno $>$ si congloba appunto la e_r.

Per quanto riguarda invece la *tempestività del rifornimento*, occorre riferirsi alle relazioni di frequenza e di fase che devono sussistere fra la e_g e la e_a. E' ovvio anzitutto che la frequenza della tensione eccitatrice dovrà corrispondere, in ogni caso, a quella della tensione e_a. Diversamente, escluso il caso particolare che la e_g sia un sottomultiplo della e_a (circuiti di moltiplicazione di frequenza), la tempestività del rifornimento viene a mancare.

Fig. 9 (Consulenza 6695)

La fase di una grandezza alternativa (tensione e corrente) rappresenta invece l'elemento distintivo di essa da altre grandezze di uguale periodo. Quando l'origine del periodo di due (o più) grandezze alternative non coincide con l'origine dei tempi e cioè con l'istante in cui incomincia l'osservazione, si dice che le grandezze stesso non sono in fase.

Nel caso del generatore ad eccitazione separata le relazioni di fase tra la e_g e la e_a non sono da prendere in considerazione, in quanto le due grandezze appartengono a circuiti indipendenti.

Quando invece si considera il generatore autoeccitato questa relazione di fase ha un'importanza fondamentale. Essa costituisce uno dei fattori determinanti il funzionamento del tubo in regime di autoeccitazione ed è conseguente all'accoppiamento che si è stabilito fra l'uscita (anodo) e l'entrata (griglia) del tubo. Per comprendere quali devono essere le relazioni di fase fra la e_a e la e_g, intesa questa come frazione della e_a, giova riferirsi dapprima al generatore ad eccitazione separata. Qui la tensione alternativa che si ha ai capi del circuito oscillatorio è di fase opposta a quella applicata all'entrata del tubo. Si segnano a tal uopo le famiglie di caratteristiche i_a, e_g ed i_a, e_a, riportate nella fig. 9.

Le variazioni della tensione eccitatrice e_g, intorno al valore base e_{go} (tensione di polarizzazione) determinano sul circuito anodico una corrente totale i_{at}. Questa comprende la componente continua i_{ao} (corrente anodica di riposo) e la componente alternativa i_a, ed è, conseguentemente, la somma algebrica di

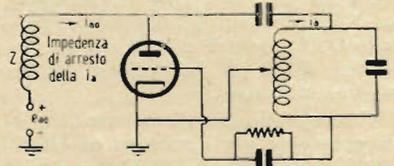



Fig. 11 (Consulenza 6695)

queste due componenti. La corrente i_{at} determina ai capi del carico anodico (circuito oscillatorio) una caduta di tensione e_a. Il potenziale anodico complessivo e_{ta}, che risulta essere la somma algebrica del potenziale base e_{ao} e della caduta di tensione e_a, e che diminuisce col crescere della corrente anodica e cioè col crescere della tensione eccitatrice. La caduta di tensione che si ha ai capi del circuito oscillatorio è con ciò di fase opposta alla tensione eccitatrice. Questa relazione di fase che si ha nei generatori autoeccitati. Ciò significa che le connessioni dell'induttore di griglia devono essere fatte in modo da realizzare questa opposizione di fase. In pratica lo scopo si ottiene invertendo il senso di avvolgimento dell'induttore di griglia rispetto a quello dell'induttore anodico, o, ciò che è lo stesso, avvolgendo con il medesimo senso i due induttori, ma invertendo le connessioni di quello interessante il circuito di griglia. Si noti che l'opposizione di fase fra la tensione alternativa uscente e quella entrante di un generatore ad eccitazione separata è notoriamente usata per l'eccitazione dei tubi in controfase, in cui si richiedono appunto due tensioni di fase opposta.

Risolte così dal punto di vista semplicemente concettuale le condizioni determinanti l'autoeccitazione, occorre considerare i circuiti derivati dal Meissner, cioè l'Hartley e il Colpitt che formano

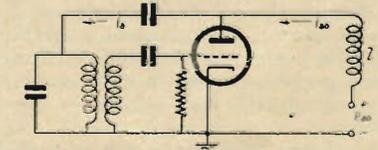



Fig. 12 (Consulenza 6695) Circuito schematico di Meissner.

l'oggetto di questo studio.

Nel circuito di Messner una frazione della tensione alternativa è riportata all'entrata del tubo per via trasformatorica. I due circuiti (di anodo e di griglia) sono cioè accoppiati mediante un trasformatore avente accordato sulla pulsazione di lavoro uno qualunque dei due avvolgimenti.

L'accoppiamento può essere però ottenuto con altro mezzo, ad esempio, per via autotrasformatorica. Si realizza in tal caso la distribuzione circuitale della fig. 10 oppure quella della fig. 11. I due schemi differiscono unicamente per il modo con cui è condotto sull'anodo il potenziale e_{ao} del generatore anodico. Nella fig. 10 esso è in serie al carico, mentre nella fig. 11 risulta in derivazione, al carico stesso. Nel primo caso si dice che si è realizzata un'alimentazione

anodica in serie; nel secondo caso l'alimentazione è in derivazione o parallelo.

Si noti che due analoghe disposizioni circuitali si hanno anche con il generatore di Meissner (figg. 8 e 12). Il condensatore che s'interpone fra l'anodo e il circuito oscillatorio ha il compito di bloccare la componente continua i_{a0} e richiedono di essere dimensionati in modo da presentare un'impedenza trascurabile alla componente alternativa, i_a. Verificandosi quest'ultima condizione, il circuito ad alimentazione in parallelo risulta sostanzialmente il medesimo di quello alimentato in serie.

Nel circuito di Hartley la tensione eccitatrice è ricavata dall'induttore del circuito oscillatorio, che è suddiviso in due parti. La tensione eccitatrice è quella che si ha ai capi della L_g. La suddivisione trasformatorica della tensione alternativa è evidente, quando si considera che tanto la e_a, quanto la e_g devono intendersi riferite al potenziale del catodo. Con ciò le due tensioni risultano sempre in opposizione; l'ampiezza della tensione eccitatrice è determinata dalla posizione della presa intermedia ed è tanto maggiore quanto più essa si avvicina all'anodo del tubo.

Nel circuito di Colpitt le suddivisione delle tensioni alternative è invece affidata a due capacità (fig. 13). La tensione eccitatrice è quella che si ha ai capi di C_g ed è sempre in opposizione di fase alla e_a. L'alimentazione dell'anodo dev'essere fatta in parallelo, perchè il circuito esterno anodo-catodo non presenta la necessaria continuità conduttiva per la componente continua i_{a0}. Non è invece necessario il condensatore di blocco, perchè il potenziale anodico è escluso dal circuito di griglia dal condensatore C che, in unione al resistore R_g, assicura la polarizzazione automatica. Di ciò si dirà meglio più avanti.

La disposizione circuitale del Colpitt e dell'Hartley, inviataci in esame, richiede alcune precisazioni. Per avere

Fig. 13 (Consulenza 6695) Circuito schematico di Colpitt.

due tensioni alternative di fase opposta, occorre connettere A al potenziale di riferimento (catodo o filamento) e non C, come è riportato nello schema stesso. In tal caso il potenziale anodico dev'essere derivato fra anodo e catodo.

Il circuito di Hartley è invece genericamente esatto; è opportuno però provvedere anche qui ad un dispositivo di autopolarizzazione costituito da un condensatore in serie all'elettrodo di controllo e da un resistore di fuga. Ciò consente di risolvere due condizioni reciprocamente contrastanti e che si riferiscono al regime di funzionamento del tubo elettronico. Questi all'inizio del processo oscillatorio (innesco) dovrà trovarsi con tensione di polarizzazione nulla, onde ottenere notevoli variazioni di corrente anodica, mentre ad innesco avvenuto è bene evitare forti correnti di griglia e quindi scarso rendimento globale, dando un'opportuna tensione di polarizzazione. A ciò si provvede, come si è detto, con un condensatore in serie all'elettrodo di controllo e con un resistore di fuga disposto fra l'elettrodo stesso e il potenziale di riferimento del tubo. In tal modo all'inizio del processo oscillatorio, la tensione di polarizzazione è certamente nulla. Le prime alternanze positive che si stabiliscono fra griglia controllo e catodo, determinano una corrente di griglia, mediante la quale il condensatore si carica. Più precisamente, trattandosi di corrente elettronica e cioè di cariche elettriche negative, risulta negativa l'armatura del condensatore che è connessa alla griglia. Il condensatore si comporta in tal modo come un generatore di polarizzazione, in quanto durante le semialternanze negative e cioè in assenza di corrente di griglia (corrente di carica), si ottiene che esso si scarichi, solo in parte, attraverso il resistore R_g di fuga. Se questi non esistesse la carica del condensatore verrebbe successivamente aumentata, sino a raggiungere il potenziale d'interdizione. Dando ad R_g un valore opportuno è possibile ottenere una tensione di polarizzazione, a regime, sufficientemente costante.

GTer 6696 - Sig. G. Nolletti

Ispettore Comp. M.C.T.G. - Bari.

Chiede lo schema elettrico di un ricevitore a due tubi (raddrizzatore compreso), atto a ricevere in cuffia due campi d'onda (medie e corte).

Le soluzioni riguardanti un problema di genere sono numerose, perchè la tecnica può oggi far uso di tubi multipli ad elementi indipendenti. La struttura circuitale può riferirsi indifferentemente all'amplificazione diretta o alla conversione di frequenza. In quest'ultimo caso si hanno indiscutibili vantaggi di sensibilità e di selettività; il costo dell'apparecchiatura riesce però alquanto superiore di quello a cui si va incontro con il circuito ad amplificazione diretta. Occorre anche che il montaggio sia eseguito in base a norme e ad accorgimenti particolari, onde evitare anormalità di funzionamento. Di ciò si dirà successivamente.

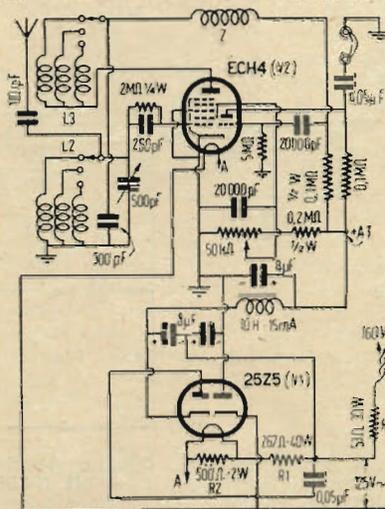



Fig. 2 (Consulenza 6696) Circuito elettrico di un ricevitore a due tubi (raddrizzatore compreso).

Fig. 3 (Consulenza 6696).

Le soluzioni proposte si riferiscono alle figg. 1, 2 in cui sono anche date le necessarie precisazioni elettriche e costruttive. Nello schema della fig. 1 si fa uso di un triodo-pentodo ad elementi separati, tipo WE13 e di un bidiodo

Fig. 1 (Consulenza 6696) Circuito elettrico di un ricevitore a due tubi (raddrizzatore compreso).

raddrizzatore 6X5. Il triodo del tubo WE13 provvede alla rivelazione per caratteristica di griglia, mentre il pentodo è adoperato per l'amplificazione di po-

Fig. 4 (Consulenza 6696). Circuito elettrico di un ricevitore super plurionda. Elenco del materiale impiegato. T = ECH4 (Philips); **Condensatori:** C = 3000 pF, carta; C1 = = 2×415 pF, variabile; Cp = compensatore da 4 a 40 pF; C2 = 10000 pF, mica; C3 = 100 pF, mica; C4 = 150 ± 1% pF, mica; C5 = 250 pF, mica; C6 = 300 pF, mica; C7 = 0,05 microF, carta; C8 = 100 pF, mica; C9 = 0,05 microF, carta. **Resistenze:** R = 30000 ohm, ½ W; R1 = 30000 ohm, 1/4 W; R2 = 200 ohm, 1W; R3 = 2 Mohm, 1/4 W; R4 = 15000 ohm, regolabili; R5 = 0,1 Mohm, ½ W; Z = 10 mH, 240 ohm (N. 558 Geloso).

tenza. In conseguenza all'effetto retroattivo introdotto dall'induttore L_3, cui è dato di riportare all'entrata una parte della tensione alternativa esistente all'uscita, si ottiene di diminuire notevolmente la resistenza positiva del circuito di entrata. Ciò equivale in effetti a considerare applicata una tensione indotta dall'aereo di ampiezza alquanto maggiore di quella che si ha senza tale

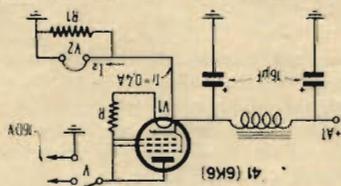



Fig. 5 (Consulenza 6696)
R = [V — (V1+V2)]/If =
= [160 — (6,3 + 6,3)]/0,4 = 368,5 ohm (70 W);
R1 = V2/(If — I2) = 6,3/(0,4 — 0,35) =
= 126 ohm (1 W).

effetto. Si noti che esso è vincolato a due fattori, riguardanti la tempestività e cioè la fase della tensione indotta dall'anodo alla griglia e l'ampiezza della tensione stessa.

Riguardo alla fase si opera disponendo opportunamente il senso reciproco di avvolgimento dei due induttori, L_3 ed L_2, o, ciò che fa lo stesso, determinando adeguatamente gli attacchi agli induttori stessi.

Riguardo all'ampiezza della tensione retroattiva si agisce sul resistore variabile da 15.000 ohm, connesso in parallelo all'induttore di reazione. Si hanno con ciò tre distinte condizioni di funzionamento determinate dalla posizione occupata dal cursore del reostato stesso. Più precisamente quando esso è in *A* è disponibile tutta la tensione alternativa esistente all'uscita, mentre quando si trova in *B* la tensione è nulla, in quanto la capacità del condensatore in serie al cursore è tale da offrire una reattanza assai scarsa alle componenti di alta frequenza. Nel primo caso l'effetto reattivo ha ampiezza tale da condurre il tubo in regime di autoeccitazione, cioè di produzione di oscillazioni persistenti. Tale fatto è da evitare durante la ricezione di stazioni modulate, ed è invece necessario per tradurre le trasmissioni telegrafiche persistenti, in segnali udibili. Le condizioni d'innesco delle oscillazioni persistenti (inizio del processo autogenerativo) sono immediatamente precedute da elevata sensibilità e selettività, dovuta appunto alla diminuzione della resistenza positiva del circuito oscillatorio. Tali condizioni consentono di ricevere nelle migliori condizioni numerose stazioni radiofoniche. Il pentodo del tubo WE13, che è caratterizzato da elevata pendenza, è adoperato per l'amplificazione di potenza. E' possibile in tal modo ricevere discretamente la locale con un riproduttore elettrodinamico. Per le stazioni lontane si dovrà invece far uso di una cuffia di 4000 ohm, connessa in circuito per mezzo di un adatto interruttore. Il circuito di alimentazione comprende il trasformatore, il tubo 6X5, l'avvolgimento di eccitazione del riproduttore e due condensatori elettrolitici di livellamento. Si noti la presenza di una tensione negativa (rispetto alla massa, rappresentante il potenziale di riferimento) ai capi del resistore di 150 ohm. La caduta di tensione che si ha ai capi e che è di circa 6 volt, rappresenta la necessaria tensione di polarizzazione del pentodo del tubo WE13.

Anche lo schema della fig. 2 si riferisce ad un ricevitore ad amplificazione diretta. L'effetto retroattivo è qui regolato quantitativamente da un ripartitore potenziometrico, regolabile, della tensione di griglia schermo, con cui si ottiene di variare l'ampiezza delle componenti alternative che si hanno sull'anodo. In questo circuito il triodo serve per l'amplificazione di B.F., per cui l'uscita è prevista esclusivamente in cuffia. Si noti il sistema di autopolarizzazione di questa sezione affidato al resistore di 5 MΩ, connesso tra l'elettrodo stesso e il potenziale di riferimento. Il circuito di alimentazione fa uso di un bidiodo raddrizzatore a riscaldamento indiretto 25Z5 e non richiede il trasformatore di alimentazione. La tensione massima applicabile agli anodi di detto tubo è di 125 V ed è quindi necessario ricorrere ad un resistore, *R*, in serie alla linea di alimentazione stessa. Il tubo funziona come duplicatore di tensione, per cui all'uscita del filtro di livellamento (+A.T.) si hanno circa 250 V. Si noti che con un circuito del genere è possibile provvedere anche all'alimentazione del ricevitore trattato nella fig. 1. Si dovrà in tal caso calcolare il valore di *R* in base all'intensità complessiva della corrente richiesta dalla griglia schermo e dagli anodi del tubo WE13. La tensione di polarizzazione dell'amplificatore di potenza, può aversi connettendo un resistore di 150 Ω in serie al condensatore di uscita del filtro di livellamento e collegando a massa l'estremo comune dei due elementi. Dallo schema della fig. 2 si rileva che il resistore R_1 serve ad ottenere il valore di tensione richiesto dall'insieme dei riscaldatori dei catodi $(25+6,3=31,3\ V)$; il resistore R_2 consente di ottenere una corrente di 0,3 A nel riscaldatore del tubo 25Z5, mentre l'intero circuito è percorso da una corrente di 0,35 A, quale cioè è richiesta dal riscaldatore del catodo del tubo ECH4. I valori di R_1 ed R_2 non possono utilizzarsi nel caso che il tubo ECH4 sia sostituito con il tubo WE13, in quanto l'intensità della corrente richiesta dal riscaldatore del catodo di questo tubo è di 1 A. Si ha allora in tal caso (fig. 5):

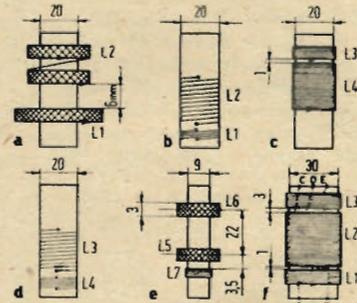
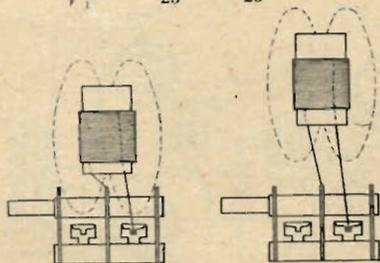



Fig. 6 (Consulenza 6696) a) — L1 = 350 sp. filo seta 1/10 mm. (a nido d'ape); L2 = = 60+60 sp. filo litz 15×0,05 (a nido d'ape). b) L1 = 8 sp. filo seta 1/10 mm; L2 = 11 sp. filo nudo rame argentato 8/10 mm, passo 1 mm. c) — L3 = 15 sp. affiancate filo seta 1/10 mm; L4 = 94 sp. affiancate filo seta 2/10 mm; CS = 400 pF. d) — L3 = 10 sp. filo nudo rame argentato 8/10 mm, passo 1 mm; L4 = 8 sp. filo seta 1/10 mm; Cs = 5000 pF, mica. e) — L5, L6 = 172 sp. filo litz 15×0,05 (a nido d'ape); L7 = 40 sp. affiancate filo smaltato 1/10 mm. L'insieme costituisce un trasformatore senza schermo, con avvolgimento relativo (L7), per una frequenza intermedia di 467 kHz; accordo a permeabilità variabile mediante nuclei cilindrici aventi diametro di 6,5 mm; capacità del condensatore, in parallelo ad L5 ed L6, C4 = 150 ± 1% pF. f) — Dati costruttivi degli induttori L1, L2, L3, adoperati nello schema di fig. 1. Onde medie: L1 = 40 sp. filo due cop. seta 0,12 mm; L2 = 94 sp. filo due coperture seta 0,25 mm; L3 = 30 sp. filo 0,12 mm. A = all'aereo, B = alla massa, C = alla griglia controllo, D = all'anodo, E = alla Z1.

$$R_1 = \frac{V - (V_1 + V_2)}{I_t} = \frac{125 - (25 + 6{,}3)}{1} =$$

$= 93{,}7\ \Omega\ (100\ W)$;

$$R_2 = \frac{I_t - I_1}{V_1} = \frac{1 - 0{,}3}{25} = \frac{0{,}7}{25} = 36\ \Omega\ (20\ W)$$

Figg. 7 e 8 (Consulenza 6696).

Lo schema della fig. 4 si riferisce invece ad un ricevitore a cambiamento di frequenza. L'eptodo del tubo ECH4 effettua la conversione delle frequenze portanti in un valore fisso che è detto frequenza intermedia.

Il generatore autoeccitato è realizzato tra la griglia controllo e la griglia schermo. Dall'anodo del tubo (sezione eptodo) si perviene alla griglia del triodo, tramite un trasformatore accordato sul valore della frequenza di conversione (467 kHz). Il triodo funziona come rivelatore per caratteristica di griglia ed è previsto un avvolgimento reattivo (L_7), onde aumentare la sensibilità e la selet tività ed ottenere, inoltre, i battimenti acustici durante la ricezione delle stazioni telegrafiche persistenti. Per l'alimentazione di un circuito del genere si può ricorrere indifferentemente al tubo 6X5 o al tubo 25Z5. Questi, che non è sempre facilmente reperibile, può essere anche sostituito da un altro tubo (triodo o pentodo), atto a consentire un'erogazione max di 15 mA. Un esempio del genere è dato nella fig. 5, in cui si è fatto uso di un pentodo '41; i valori delle resistenze, R ed R_1, si riferiscono appunto all'alimentazione di un tubo ECH4. Ulteriori precisazioni, circa i valori elettrici e costruttivi dei diversi elementi. sono riportati nella fig. 6.

Per quanto riguarda la tecnica delle radiocostruzioni, si tenga presente che essa è dominata da tre fattori fondamentali riguardanti:

1) la distribuzione delle singole parti sulla superficie del telaio;

2) la sistemazione dei terminali di contatto al potenziale di riferimento (massa) dell'apparecchiatura stessa;

3) la distribuzione e la sistemazione dei condutori di collegamento.

Di ognuno di questi fattori si dirà ora sufficientemente. E' pertanto da precisare anzitutto che essi sono anche in relazione alle esigenze di compattezza e di accessibilità alle parti più importanti dell'apparecchiatura e, segnatamente, agli zoccoli di sostegno dei tubi. Ciò non porta ad escludere l'uso dei terminali liberi di questi per il sostegno e il collegamento di conduttori e di elementi concorrenti, ma vincola tale uso alla necessità di poter accedere immediatamente ai terminali di contatto dello zoccolo stesso. Riescono facilitate in tal modo le diverse operazioni di verifica e di misura, da eseguire sia in sede di messa a punto e sia in caso di anormalità di funzionamento. Ciò premesso trattiamo della distribuzione delle singole parti sulla superficie del telaio. Quale il criterio da seguire e quali i principii informatori di esso?

La distribuzione delle diverse parti è determinata dalla necessità di realizzare una catena continua di stadii, così come essa è rappresentata dallo schema elettrico. La successione degli elementi segue cioè la catena che lega il morsetto di entrata a quello di uscita. Ciò consente di diminuire notevolmente la lunghezza dei conduttori e di evitare accoppiamento nocivi al funzionamento dell'apparecchiatura stessa. Questa considerazione fondamentale si completa con quella riguardante l'orientamento delle singole parti e, segnatamente, degli zoccoli di sostegno dei tubi. L'opportunità di diminuire quanto più possibile la lunghezza dei collegamenti è legata alla necessità d'impedire una eccessiva vicinanza degli elementi stessi al potenziale di riferimento e cioè alla massa. Se ci si riferisce, ad esempio, ad un circuito oscillatorio, risulta più conveniente la disposizoine riportata nella fig.8 che non quella trattata nella fig. 7, anche se quest'ultima può ritenersi migliore dal punto di vista della lunghezza dei collegamenti. Con la sistemazione data in fig. 7 il campo spettante all'induttore investe la massa del condensatore variabile di accordo, provocando una diminuzione del coefficiente di sovratensione dell'induttore e una diminuzione nel valore dell'induttanza. La sistemazione dei terminali di contatto al potenziale di riferimento ha un'importanza notevolissima sulla razionalità e sulla compattezza del montaggio e dà merito all'apparecchiatura e stabilità al funzionamento.

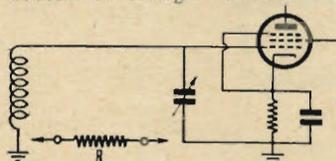
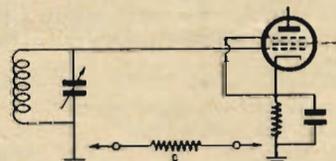



Fig. 9 (Consulenza 6696).

Fig. 10 (Consulenza 6696).

La sistemazione di questi terminali segue il concetto di ridurre quanto più possibile la lunghezza dei collegamenti. E' norma fondamentale di stabilire un unico terminale di contatto per ogni stadio. Dovendo necessariamente ricorrere a due o più terminali, si eviterà d'interporre una notevole distanza fra ciascuno di essi. Il tratto del telaio interessato è da considerare come un circuito complesso, al quale compete una reattanza e una resistenza. Quando non è possibile eliminare questo inconveniente, si dovrà avere l'accortezza di distribuire opportunamente i terminali di contatto. Così, ad esempio, la soluzione riportata nella fig. 10 è da preferire a quella tracciata nella fig. 9. E' infatti evidente che il resistore R rappresentante la resistenza compresa fra i due terminali di contatto, ha effetti meno importanti nel caso della fig. 10 che non in quello della fig. 9. Più precisamente, quando esso viene ad interporsi tra gli elementi del circuito oscillatorio, si ottiene una diminuzione del coefficiente di sovratensione del circuito in parola, mentre ciò non si verifica quando risulta in serie al circuito oscillatorio stesso. Si noti che, in conseguenza a tale fatto è consigliabile isolare, a volte, il rotore e cioè l'incastellatura del condensatore variabile dal telaio, interponendo un conduttore isolato fra esso e l'unico terminale di contatto al potenziale di riferimento dello stadio. Per quanto riguarda infine i conduttori di collegamento, vi sono da osservare delle norme fondamentali, riguardanti la loro distribuzione e la loro sistemazione. Il conduttore dovrà avere anzitutto una sezione ed un isolamento adeguati alle grandezze elettriche in giuoco. Per i riscaldatori dei catodi e per i circuiti percorsi da correnti di alta frequenza è bene far uso di un diametro non inferiore ad un millimetro. Ciò vale anche per i conduttori di collegamento alla massa. I conduttori potranno essere indifferentemente di tipo flessibile e di tipo rigido. Quest'ultimo è in ogni caso da preferire quando occorre anche una particolare rigidezza meccanica, come per esempio, tra gli elementi del gruppo di alta frequenza, in cui la mancata rigidità può facilmente tradursi in disturbi non trascurabili.

GTer 6697 Sig. M. Rapini

Livorno.

Chiede di conoscere i dati d'impiego di alcuni tubi elettronici.

Precisiamo successivamente (fig. 1).

1. *Tubo 7C5, tetrodo a fascio elettronico a riscaldamento indiretto per stadio finale di potenza.*

Tensione di accensione	7	V
Corrente di accensione	0,48	A

Le caratteristiche elettriche d'impiego sono identiche a quelle del tubo 6V6.

2. *Tubo 7Y4, bidiodo raddrizzatore a riscaldamento indiretto.*

Tensione di accensione	6,3÷7	V
Corrente di accensione	0,5÷0,53	A
Tensione anodica	2×325	V
Corrente continua erogata	60	mA

3. *Tubo 7F7, doppio triodo a riscaldamento indiretto per amplificazione di B.F. con accoppiamento a resistenza capacità.*

Tensione di accensione	7	V
Corrente di accensione	0,32	A
Tensione anodica	250	V
Corrente anodica	2,3	mA
Tensione di gr. controllo	— 2	V
Transconduttanza normale	1,6	mA/V
Coeff. di amplificazione	70	
Resistenza interna normale	44.000	Ω

4. *Tubo DAC25, diodo-triodo a riscaldamento diretto: rivelatore amplificatore B.F.*

Tensione di accensione		1,2	V
Corrente di accensione		0,025	A
Tensione anodica	90	120	V
Corrente anodica	0,22	0,39	mA

Tens. di gr. controllo	0	0	
Transcondutt. normale	0,35	0,35	mA/V
Coeff. di amplificaz.	40	40	
Resist. int. normale	130000	130000	Ω
Dissipaz. anodica max	0,1	0,1	W

Fig. 1 (Consulenza 6697).

5. *Tubo* DF25, *pentodo a pendenza variabile per amplificazione di alta e media frequenza a riscaldamento diretto.*

Tensione di accensione		1,2	V
Corrente di accensione		0,025	A
Tensione anodica	90	120	V
Corrente anodica	0,65	0,96	mA
Tens. di gr. controllo	—0,5	—0,5	V
Tens. di gr. schermo	50	60	V
Tens. della terza griglia	0	0	
Corr. di gr. schermo	0,15	0,22	mA
Transcondutt. norm.	0,58	0,63	mA/V
Resist. interna norm.	2,5	2,5	MΩ
Dissipaz. anodica max	0,5	0,5	W

6. *Tubo* DCH25, *triodo-esodo a riscaldamento diretto.*

Tensione di accensione	1,2	V
Corrente di accensione	0,1	A

Dati di funzionamento dell'esodo come mescolatore a pendenza variabile.

Tensione anodica	90	120	V
Corrente anodica	0,75	1	mA
Tens. di gr. controllo	0	0	
Tens. di gr. schermo	50	60	V
Corr. di griglia schermo	0,8	1,2	mA
Transcondutt. normale	0,25	0,28	mA/V
Resist. interna normale	1	1,3	MΩ

Per una tensione di griglia controllo di —6,5 V, la transconduttanza è di 0,0025 mA/V.

Per una tensione di griglia controllo di —8,5 V, la transconduttanza è di 0,0023 mA/V.

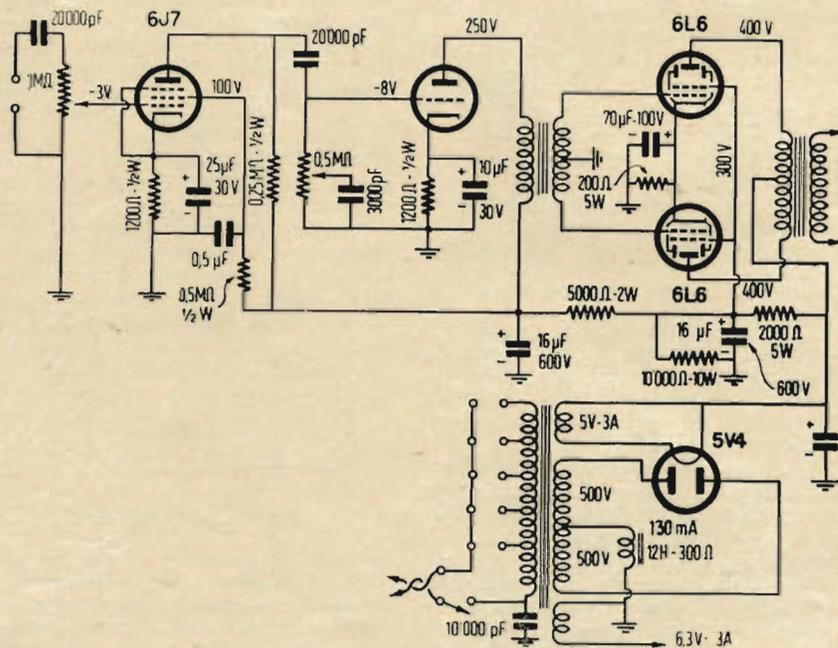
Dati di funzionamento del triodo in regime di generatore autoeccitato.

Tensione anodica	90	120	V
Corrente anodica	1,4	1,4	mA
Val. eff. tens. altern.	4,5	4,5	V
Coeff. di amplificazione	21	21	
Resistore an. di carico	30000	45000	Ω

7. *Tubo* 117Z6-GT/G, *bidiodo raddrizzatore a riscaldamento indiretto.*

Tensione di accensione	117	V
Corrente di accensione	0,075	A
Tensione anodica	2×117	V
Corr. continua erogata max	65	mA.

GTer 6698 - G. Accollo

Molfetta (Bari).

Chiede lo schema elettrico di un amplificatore utilizzante due tubi 6L6, *un tubo* 6Q7 *o* 6C5, *un tubo* 6Y7 *e un tubo* 5V4.

(Fig. 1 (Consulenza 6698).

Precisiamo anzitutto i dati tecnici dei tubi 6Y7 e 5V4.

Il tubo 6Y7 è un doppio triodo a riscaldamento indiretto (Vf = 6,3 V; If = 0,6 A), particolarmente indicato per l'amplificazione di classe B. I principali dati tecnici di funzionamento sono:

Tensione anodica	180	250	V
Tensione di polarizzazione	0	0	
Resist. del carico (fra gli anodi)	7000	14000	Ω
Potenza di uscita max	5,5	8,0	W

Il tubo 5V4 è un bidiodo raddrizzatore. I dati d'impiego sono:

Tensione di accensione	5	V
Corrente di accensione	2	A

Circuito di livellamento con condensatore d'ingresso:

Tensione alternata per anodo max (val. efficace)	375	V
Corrente continua erogabile max	175	mA

Circuito di livellamento con impedenza d'ingresso:

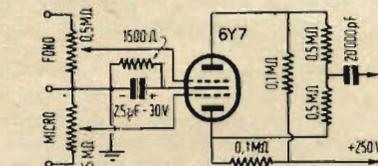



Fig. 3 (Consulenza 6698).

Tensione alternata max per anodo	500	V
Corrente continua erogabile max	175	mA
Valore minimo dell'impedenza d'ingresso	4	H

Fig. 2 (Consulenza 6698).

(Segue a pag. 394)

Gargaradio

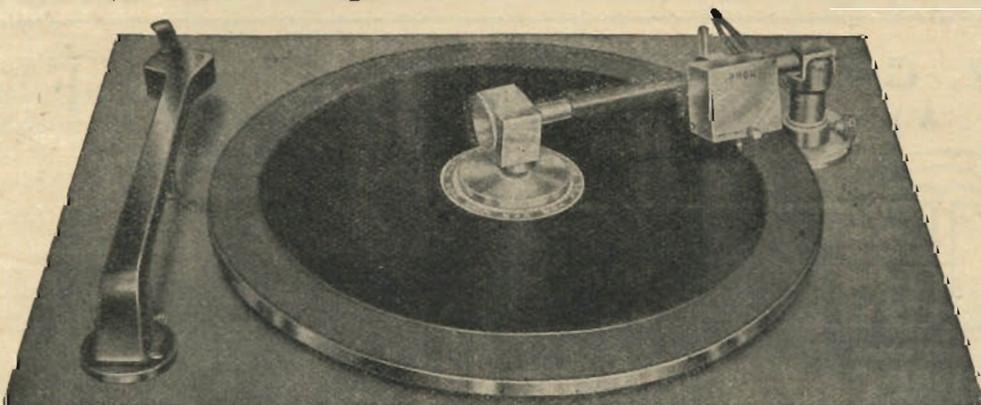
GSV/02

Passo variabile continuo da 0 a 2 mm. di ∅
Scatto automatico e a mano
Rotazione in due sensi
Ritardo per avvolgimento di fili grossi

GSV/02 *Bobinatrice per avvolgimenti lineari passo variabile continuo da 0 a 2 mm. di ∅*
GS 5 *Bobinatrice per avvolgimenti lineari per fili da 0,04 a 1,2 mm. di ∅*
GS 6 *Bobinatrice per avvolgimenti lineari per fili da 0,06 a 2 mm. di ∅*
GS 6 R *Bobinatrice per avvolgimenti lineari per fili da 0,06 e 2 mm. di ∅*
GS 4 *Bobinatrice a nido d'ape*

Milano - Via Palestrina 40 - Tel. 270.888

Dispositivo di fonoincisione applicabile a radiogrammofoni e fonotavolini

(Brev. Ital. N. 419 309 - Brit. Patent N. 18306 - Brévet. Franc. 541273 - Brèvet Suisse N. 24712

Aggiunge nuove ed interessanti possibilità alle prestazioni di un moderno radiogrammofono.

Applicazione semplice ed immediata.

La praticità di funzionamento è risultata così evidente, da provocare tentativi di imitazione all'estero.

La lavorazione meccanica di **alta precisione** è sicura garanzia di un continuo e perfetto funzionamento.

Inviasi listino illustrativo a richiesta - Ufficio Commerciale Soc. **PHON** Via A. Doria 39 - Milano - Tel. 203.701

indirizzi utili

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIOAPPARECCHIATURE

ADEX « Victor », Via Aldo Manuzio, 7, Milano, Tel. 62-334 - Laboratori Elettrochimici.

Applicazioni Piezoelettriche Italiane Via Donizzetti, 45, Milano.

A.R.M.E. Accessori Radio Materiali Elettromagnetici - S. R. L. - Via Crescenzio, 6, Milano, Tel. 265-260.

ARTELMA - Articoli elettroindustriali di M. Annovazzi - Via Pier Capponi, 4, Milano, Tel. 41-480. - Filo smaltato, filo litz, conduttori.

AVIDANO Dott. Ing. - Via Bisi Albini, 2, Milano, Tel. 693502 - Trsformatori ed altoparlanti.

B.C.M. BISERNI & CIPOLLINI - MILANO - Corso di Porta Romana, 96, Telefono 578-438.

BIERRE di Battista Redaelli - Corso Garibaldi, 75, Milano, Tel. 65-847.

BOSCO MARIO - Via Sacchi, 22, Torino - Tel. 59-110 - 45-164.

BOSIO G. L. - Corso Galileo Ferrari, 37, Torino, Tel. 45-485.

C.R.E.M. - s. r. l. - Commercio Radio Elettrico Milanese - Via Durini, 31, Milano, Tel. 72-266 - Concessionaria esclusiva condensatori Facon.

DINAMID - Via Michele Novara, Milano (Affori), Tel. 698-104.

ENERGO - Via Padre Martini, 10, Milano, Tel. 287-166 - Filo animato in lega di stagno per saldature radio.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

FARINA - Via A. Boito, 8, Milano, Tel. 86-929, 153-167.

FAESITE Soc. per Azioni - Direzione: Piazza Eremitani, 7, Padova - Stabilimento in Faè di Longarone (Belluno) - Uffici vendite: Milano-Roma, Telef. 20-840 - 20-890.

FRATELLI GAMBA - Via G. Dezza, 47, Milano, Tel. 44-330.

Soc. F.R.E.A. - Forniture Radio - Elettriche Affini - Via Padova, 9, Milano, Telef. 280-213 283-596.

INDUSTRIA COSTRUZIONI RADIO MARZOLI s. p. a. (Brevetti Marzoli) - Via Strambio, 17, Milano, Tel. 293-809 - Resistenze per radio.

INDUSTRIALE RADIO - S. in accomandita semplice di E. Camagna, M. Libero & C. - Via Principe Tommaso, 30, Torino, Tel. 64-130.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MARTINI ALFREDO - Corso Lodi, 106, Milano, Tel. 577-987 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Tel. 581-602.

NATALI DUILIO - Apparecchiature per telecomunicazioni - Uffici e Direzione: Via Firenze, 57, Tel. 484-419 - Officina: Via Modena, 20-21-22-23, Tel. 484-737.

DINO SALVAN Ing. Costruttore - Nuova Radio Milano, Via Torino, 29, Milano, Tel. 16-901 - 13-726.

R.A.D.A.R. di Speroni-Cardi G. (Ditta) - Via Vallazze, 74-98, Milano, Tel. 293-363 - 296-513. Pezzi staccati d'occasione.

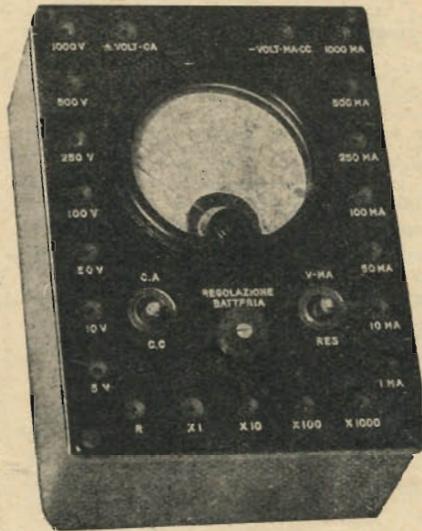
RADIO Dott. A. BIZZARRI - Via G. Pecchio, 4, Milano (Loreto), Tel. 203-669. - Ditta specializzata forniture per radioriparatori ed O. M.

RADIO TAU - Via G. B. Pergolesi, 3, Milano, Tel. 274-622.

ROMUSSI (DITTA) - Via Benedetto Marcello, 38, Milano, Tel. 25-477 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

S.A.I.D.A. - Soc. An. Italiana « Darwin » - Via Teodosio, 96, Milano, Tel. 287-469.

SAMPAS - Via Savona, 52, Milano, Tel. 36-336 - 36387.

TRACO S. A. - Via Monte di Pietà, 18, Milano, Tel. 85-960.

TERZAGO - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 690-094 - Lamelle per trasformatori e per motori trifase e monofase.

TRANSRADIO - Costruzioni Radioelettriche di Paolucci & C. - Piazzale Biancamano, 2 - Milano, Tel. 65-636.

VALLE - Via S. Donato, 2 - Piazza Statuto, 22, Torino, Tel. 52-475 - 40840.

VILLA RADIO - Corso Vercelli, 47, Milano, Tel. 492-341.

VORAX S. A. - Viale Piave, 14, Milano, Tel. 24-405.

AVVOLGIMENTI

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

BOBINATRICI - AVVOLGITRICI

CALTABIANO Dott. R. - Radio Prodotti - Corso Italia, 2, Catania - Rappresentante Bobinatrici Landsberg.

COLOMBO GIOVANNI - Via Camillo Hajech, 6, Milano, Tel. 576-576.

DICH FEDERICO S. A. - Industria per la fabbricazione di macchine a Trecciare - Via Bellini, 20, Monza, Tel. 36-94.

FRATTI LUIGI - Costruzioni Meccaniche Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

GARGARADIO di Renato Gargatagli - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 270-888.

HAUDA - Officine Costruzione Macchine Bobinatrici - Via Naviglio Alzaia Martesana, 110 - (Stazione Centrale) - Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MICROTECNICA - Via Madama Cristina, 149, Torino.

PARAVICINI Ing. R. - Via Sacchi, 3, Milano, Tel. 13-426.

TORNITAL - Fabbrica Macchine Bobinatrici - Via Bazzini, 34, Milano. Telefono 290-609.

CONDENSATORI

ELETTROCONDENSATORE - Viale Papiniano, 3, Milano, Tel. 490-196.

ELETTRO INDUSTRIA - Via De Marchi, 55 Milano, Tel. 691-233.

I.C.A.R. - Industria Condensatori Apparati Radioelettrici - Corso Monforte, 4, Milano, Tel 71-262 - Stabilimento: Via Mentana, 12, Monza

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

MICROFARAD - Fabbrica Italiana Condensatori - Via Derganico, 20, Milano, Tel. 97-077 - 97-114.

P.E.C. - Prodotti Elettro Chimici - Viale Regina Giovanna, 5, Milano, Tel. 270-143.

COSTRUTTORI DI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

A. L. I. - Ansaldo Lorenz Invictus - Via Lecco, 16, Milano, Tel. 21-816.

ALTAR RADIO - Azienda Livornese Telegrafica Applicazioni Radio di Romagnoli e Mazzoni - Via Nazario Sauro, 1, Livorno, Tel. 32-998.

AMARADIO - Sig. Lo Pipano - Via Carlo Alberto, 44, Milano, Tel. 45-193.

A.R.E.L. - Applicazioni Radioelettriche - Via Privata Calamatta, 10, Milano, Tel. 53-572.

ASTER RADIO - Viale Monte Santo, 7, Milano, Tel. 67-213.

C. G. E. - Compagnia Generale di Elettricità - Via Borgognone, 34 - Telegr.: Milano, Tel. 31-741 - 380-541 (Centralino).

C.R.E.A.S. - Costruzioni Radio Elettriche Applicazioni Speciali - Via G. Silva, 39, Milano, Tel. 496-780.

DUCATI - Società Scientifica Radio Brevetti Ducati - Largo Augusto, 7, Milano, Tel. 75-682-3-4.

ELECTA RADIO - Via Andrea Doria, 33, Milano, Tel. 266-107.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17 Milano Tel. 88.564.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

LE EDIZIONI IL ROSTRO

MONOGRAFIE DI RADIOTECNICA

1. — N. Callegari **CIRCUITI OSCILLATORI E BOBINE PER RADIOFREQUENZA** Progetto e costruzione . . . . in ristampa

2. — N. Callegari **TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE E DI USCITA PER RADIORICEVITORI** - Progetto e costruzione . netto L. 150
Vol. in-8 piccolo, pag. 32, con numerosi abachi e tabelle (terza ristampa)

3. — N. Callegari - **PROGETTO E CALCOLO DEI RADIORICEVITORI** . netto L. 80
Vol. in-8 piccolo, pag. 36.

4. — N. Callegari - **INTERPRETAZIONE DELLE CARATTERISTICHE DELLE VALVOLE** . . . . in ristampa

5. — G. Coppa - **MESSA A PUNTO DI UNA SUPERETERODINA** netto L. 150
Vol. in-8 piccolo, pag. 32, con numerose figure (seconda ristampa).

6. — G. Termini - **STRUMENTI UNIVERSALI TEORIA E PRATICA** - Costituzione, Progetto, Costruzione, Impiego . . . . . netto L. 80
Vol. in 8 piccolo, pag. 32, 27 figure.
La materia trattata è così suddivisa: Generalità sugli strumenti industriali per misure radioelettriche; errori ed accorgimenti circa l'uso degli strumenti industriali di misura; misura delle resistenze; misure di CA: errori ed accorgimenti circa l'impiego di uno strumento a bobina mobile con raddrizzatore; taratura di uno strumento in CA; progetto di un analizzatore universale; calcolo delle resistenze addizionali; calcolo dell'ohm-metro; calcolo delle resistenze di portata per misure di tensioni alternate; costruzione di analizzatori; norme ed accorgimenti sull'uso degli analizzatori universali.

7. — G. Coppa - **LA DISTORSIONE NEI RADIO RICEVITORI** . . . netto L. 160
Vol. in 8 piccolo, pag. 36, con 27 figure.

BIBLIOTECA DI RADIOTECNICA

G. Termini - **GRUPPI DI A.F. PER RICEVITORI SUPERETERODINA PLURIONDA** (Seconda edizione ampliata) . . . . . . netto L. 300
Vol. in-8 piccolo, pag. 80, con numerose figure.

G. Termini - **GENERATORI DI SEGNALI E VOLTMETRI ELETTRONICI** Generatori normali, Generatori campioni, Teoria e Pratica . netto L. 140
Vol. in-8 piccolo, pag. 62, con numerose figure.

P. Soati - **MANUALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI** . . . . netto L. 220
Vol. in-8 piccolo, pag. 120.
Il volume è così suddiviso:
Propagazione delle onde elettromagnetiche; zone di silenzio; eco; evanescenza o fading; fluttuazione; atmosferici; influenze solari e magnetiche sulle onde elettromagnetiche; intensità di campo elettromagnetico; antenne; presa di terra; propagazione delle diverse onde; codice Q completo usato nelle comunicazioni internazionali; codice Q usato nei servizi aerei; codice Q in inglese; abbreviazioni usate nel traffico commerciale internazionale; codice Z per servizi fissi; abbreviazioni usate nei servizi RTG dai radianti; scala RST; codice RAFISBEMQO; differenze orarie tra l'Italia e i diversi paesi del mondo; tabella delle ripartizioni delle bande da 10 a 200.000 kHz; nominativi di chiamata; alfabeto morse; elenco delle stazioni europee ad onda lunga e media; elenco delle stazioni di tutto il mondo ad onda corta e cortissima; dizionario delle località geografiche nelle quali si trovano le stazioni di radiodiffusione.

G. Termini - **MANUALE PER LA PRATICA DELLE RADIORIPARAZIONI** (seconda ristampa) . . . . netto L. 120
Vol. in-8 piccolo, pag. 88.
E' una raccolta di indicazioni, accorgimenti e consigli per il lavoro professionale del radio-riparatore, completata da una serie di prontuari schematici per la rapida determinazione dei guasti; 123 argomenti - 29 prontuari schematici.

N. Callegari - **ONDE CORTE ED ULTARCORTE** - Teoria e pratica dei complessi riceventi e trasmittenti per onde corte ed ultracorte (seconda edizione) . . . . netto L. 400
Vol. in-8 piccolo, pag. 314, 200 figure.

Ing. M. Della Rocca - **LA PIEZO-ELETTRICITA'** (seconda edizione riveduta ed ampliata con l'aggiunta della lavorazione e delle applicazioni principali del quarzo) . . . . netto L. 400
Vol. in-8 piccolo, pag. 320, 220 figure e numerose fotografie.
Note generali su la cristallografia; la piro e la piezoelettricità; proprietà meccaniche dei cristalli; i cristalli piezoelettrici; il taglio del quarzo, vari tipi di taglio; le applicazioni del quarzo; gli ultrasuoni, loro effetti; le applicazioni degli ultrasuoni; esperienze sul cristallo di Rochelle; il taglio del Rochelle; applicazioni del Rochelle; il riproduttore grammofonico, il microfono piezoelettrico; l'altoparlante e la cuffia piezoelettrica; l'oscillografo piezoelettrico; il rivelatore di vibrazioni, il vibromike, sue utilizzazioni; la piezoelettricità medicale, lo stetoscopio

J. Bossi e N. Callegari - **PRONTUARIO DELLE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI** Caratteristiche e dati in impiego . . . netto L. 300

Ing. D. Pellegrino **TRASFORMATORI DI POTENZA E DI ALIMENTAZIONE** Calcolo razionale . . . . esaurito

RICHIEDETELI alla amministrazione della Editrice "IL ROSTRO" via Senato, 24 - Milano, o presso le principali librerie.

Pagamento per contanti - Porto e imballo a carico del destinatario - Sconto del 10 % agli abbonati alla rivista.

EVEREST RADIO di A. Flachi - Via Vitruvio, 47, Milano, Tel. 203-642.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni, Milano - Casella Postale 3400

I.C.A.R.E. - Ing. Corrieri Apparecchiature Radio Elettriche - Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

IRRADIO - Via Dell'Aprica, 14, Milano, Tel. 691-857.

LA VOCE DEL PADRONE - COLUMBIA MARCONIPHONE - (S.A.) Via Domenichino, 14, Milano, Tel. 40-424.

L.I.A.R. Soc. a.r.l. - Laboratori Industriali Apparecchiature Radioelettriche - Via Privata Asti, 12, Milano.

MAGNADYNE RADIO - Via Avellino, 6, Torino.

MELI RADIO - Piazza Pontida, 42, Bergamo, Telefono 28-39 - Materiale elettrico radiofonico e cinematografico.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico Indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Telefono 581-602.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

NOVA - Radioapparecchiature Precise Piazza Cavour, 5, Milano, Tel. 65-614 - Stabilimento a Novate Milanese, Tel. 698-961.

OMICRON RADIO - Via G. da Cermenate, 1, Milano.

O. R. E. M. - Officine Radio Elettriche Meccaniche - Sede Sociale Via Durini, 5, Milano - Stabilimento in Villa Cortese (Legnano) - Recapito Commerciale provvisorio, Corso di Porta Ticinese, 1, Milano Tel 19-545.

PHILIPS RADIO - Via Bianca di Savoia, 18-20, Tel. 380-022.

RADIO GAGGIANO - Officine Radioelettriche - Via Medina, 63, Napoli, Tel. 12-471 - 54-448.

RADIO MINERVA S. per A. Industriale Luigi Cozzi Dell'Aquila - Via Brioschi, 15-17, Milano, Tel. 30-752 - 30-077.

RADIO PREZIOSA - Corso Venezia, 45, Milano, Tel. 76-417.

RADIO SCIENTIFICA di G. LUCCHINI - Negozio, Via Aselli, 26, Milano, Tel. 292-385 - Officina, Via Canaletto, 14, Milano.

RADIO SUPERLA - Via C. Alberto 14 F, Bologna.

RADIO TELEFUNKEN - Compagnia Concessionaria: Radioricevitori Telefunken, Via Raiberti, 2, Milano, Tel. 581-489 578-427.

S.A.R.E.T. - Società Articoli Radio Elettrici - Via Cavour, 43, Torino.

S. A. VARA - Via Modena, 35, Torino - Tel. 23-615.

S.I.A.R.E. - Via Durini, 24, Milano, Tel. 72-324.

SIEMENS RADIO - S. per A. - Via Fabio Filzi, 29, Milano, Tel. 69-92.

UNDA RADIO S. p. A. - Como - Rappresentante Generale Th. Mohvinckel - Via Mercalli, 9, Milano, Tel. 52-922.

WATT. RADIO - Via Le Chiuse, 61, Torino, Tel. 73-401 - 73-411.

DIELETTRICI, TUBI ISOLANTI - CONDUTTORI

C.L.E.M.I. - Fabbrica Tubetti Sterlingati Flessibili Isolanti Via Carlo Botta, 10, Milano, Tel. 53-298 50-662.

LECCHI V. & C. - Via Juvara, 9, Milano, Tel. 23-135.

MICA - COMM. Rognoni - Viale Molise, 67, Milano, Tel. 577-727.

SAFAI - Studio Applicazioni Forniture Articoli Industriali - Piazzale Levater, 2, Milano, Tel. 273-581.

FONORIVELATORI - FONOINCISORI DISCHI PER FONOINCISORI

CARLO BEZZI S. A. ELETTROMECCANICA - Via Poggi 14, Milano, Tel. 292-447 - 292-448

D'AMIA ing. Fonoincisori « DIAPHONE » - (brev. ing. D'Amia) - Corso Vitt. Emanuele , 26, Tel. 74-236 - 50-348.

MARSILLI - Via Rubiana, 11, Torino, Tel. 73-827.

SOC. NINNI & ROLUTI - Corso Novara, 3, Torino, Tel. 21-511 - Fonoincisori Rony Record.

S.T.E.A. - Dischi - Corso G. Ferraris, 137, Torino, Tel. 34-720.

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA E TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

ALFA RADIO di Corbetta Sergio - Via Filippino Lippi, 36, Milano, Tel. 268-668.

BRUGNOLI RICCARDO - Corso Lodi, 121 - Milano - Tel. 574-145.

CORTI GINO - Radioprodotti Razionali - Corso Lodi, 108, Milano, Tel. 572-803.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

RADIO R. CAMPOS - Via Marco Aurelio, 22, Milano. Tel. 283-221.

ROSWA - Via Porpora, 145, Milano, Tel. 286-453

TELEJOS RADIO - Ufficio vendita in Varese, Via Veratti, 4 - Tel. 35-21.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

IMPIANTI SONORI-RIPRODUTTORI TRASDUTTORI ELETTRO-ACUSTICI E ALTOPARLANTI - MICROFONI CUFFIE ECC.

DOLFIN RENATO - Radioprodotti do. re. mi - Piazzale Aquileja, 24, Milano, Tel. 498-048 - Ind. Telegr. Doremi Milano.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

FONOMECCANICA - Via Mentana, 18, Torino.

A. FUMEO S. A. - Fabbrica Apparecchi Cinematografici Sonori - Via Messina, 43, Milano, Tel. 92-779.

HARMONIC RADIO - Via Guerzoni, 45, Milano, Tel. 495-860.

LIONELLO NAPOLI - Viale Umbria, 80, Milano, Tel. 573-019.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

METALLO TECNICA S. A. - Via Locatelli, 1, Milano, Tel. 65-431.

O.R.A. - Officine Costruzioni Radio ed Affini - Via Ciambellino, 82, Milano, Tel. 32-324.

ISOLANTI PER FREQUENZE ULTRA ELEVATE

IMEC - Industria Milanese Elettro Ceramica - Ufficio vendita: Via Pecchio, 3, Milano, Tel. 23-740 - Sede e Stabilimento a Caravaggio, Tel. 32-49.

LABORATORI RADIO SERVIZI TECNICI

DITTA FRATELLI MALISANI - Via Aquileja, 3 int. 2, Udine - Moderno Laboratorio radio - Vendita e riparazione apparecchiature radioelettriche.

GALLOTTA PIETRO - Via Capolago, 14, Milano, Tel. 292-733.

RADIO FERRARESE - Via Settembrini, 54, Milano, Tel. 263-115.

SAFIMA RADIO - Via Viviani, 10, Milano, Tel. 67-126.

D. VOTTERO - Corso V. Emanuele, 17, Torino, Tel. 52-148.

RAPPRESENTANZE ESTERE

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

PIMABOR - Compagnia Importazioni Esportazioni - Via Cesare Balbo, 13 - Milano, Tel. 580-720 - Ind. Telegr. PIMABOR MILANO.

SICE - Piazza Castello, 22, Milano, Tel. 89-850

STRUMENTI E APPARECCHIATURE DI MISURA

BELOTTI S. & C. S. A. - Piazza Trento, 8, Milano - Telegr.: INGBELOTTI-MILANO - Tel. 52-051, 52-052, 52-053, 52-020.

AESSE - **Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici** - Via Rugabella, 9, Milano, Tel. 18-276 - Ind. Telegr. AESSE.

BOSELLI ENRICO (DITTA) - Forniture Industriali Apparecchi di Controllo - Via Londonio, 23, Milano, Tel. 91-420 - 95-614.

DONZELLI E TROVERO - **Soc. a Nome Collettivo** - Via Carlo Botta, 32, Milano, Tel. 575-694.

DOTT. ING. F. SCANDOLA - Via G. Aselli, 25, Milano, Tel. 294-902 - Esclusività per l'Italia e per l'Estero - **Ditta I.C.E. Industria Costruzioni Elettromeccaniche** - Esclusivista per il Piemonte e per la Liguria - **S. A. MIAL.**

ELEKTRON - **Officine Radioelettriche di Precisione** - Via Pasquirolo, 17, Milano, Tel. 88-564.

ELETTROCOSTRUZIONI - Chinaglia - Belluno, Via Col di Lana, 22, Tel. 202, Milano - Filiale: Via Cosimo del Fante, 9, Tel. 36-371.

FIEM - **Fabbrica Strumenti Elettrici di misura** - Via della Torre, 39, Milano, Tel. 287-410.

G. FUMAGALLI - Via Archimede, 14, Milano, Tel. 50-604.

INDUCTA S. a R. L., Piazza Morbegno, 5, Milano, Tel. 284-098.

MANGHERINI A. - **Fabbrica Italiana Strumenti Elettrici** - Via Rossini, 25, Torino, Tel. 82-724.

MEGA RADIO di Luigi Chiocca - Via Bava, 20 bis, Torino, Tel. 85-316.

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

OHM - **Ing. Pontremoli & C.** - Corso Matteotti, 9, - Milano, Tel. 71-616 - Via Padova, 105, Tel. 285-056.

S.E.P. - **Strumenti Elettrici di Precisione** - Dott Ing. Ferrari, Via Pasquirolo, 11, Tel. 12-278.

SIPIE - **Soc. Italiana per Istrumenti Elettrici** - **Pozzi e Trovero** - Via S. Rocco, 5, Milano, Tel. 52-217, 52-971.

Strumenti Elettrici di Misura - **S.R.L.** - Via Pietro Calvi, 18, Milano, Tel. 51-135.

TELAI CENTRALINI ECC.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

TRASFORMATORI

AROS Via Bellinzaghi, 17, Milano, Tel. 690-406.

BEZZI CARLO - **Soc. An. Elettromeccaniche** - Via Poggi, 14, Milano, Tel. 292-447, 292-448

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

Laboratorio Trasformatori di M. PAMPINELLA - Via Olona, 11, Milano, Tel. 30-536.

LARIR - **Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche** - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

L'AVVOLGITRICE di A. TORNAGHI, Via Tadino, 13, Milano.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

S. A. OFFICINA SPECIALIZZATA TRASFORMATORI - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 691-950.

VERTOLA AURELIO - **Laboratorio Costruzione Trasformatori** - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

VALVOLE RADIO

FIVRE - **Fabbrica Italiana Valvole Radio elettriche** - Corso Venezia, 5, Milano, Tel. 72-986 - 23-639.

PHILIPS RADIO S.p.A. - Milano, Viale Bianca di Savoia, 18, Tel. 32-541

CONSULENZA

Segue da pag. 384

La realizzazione di un amplificatore utilizzante i tubi in questione può seguire lo schema della fig. 1, oppure quello della fig. 2. E' opportuno far uso, in ogni caso, di un pentodo tipo 6J7 o simili. Nello schema della fig. 1 il pentodo 6J7 può essere preceduto dal doppio-triodo 6Y7 onde disporre di due entrate indipendenti. Ciò consente, come è ovvio, l'uso simultaneo di due trasduttori elettroacustici. I dati costruttivi sono riportati sugli schemi stessi.

*

piccoli annunci

Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 15 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

CAMBIO ricetrasmettitore Marelli TR7 - 10 valvole - gamma 9-11 metri - funzionante seminuovo non manomesso - contro amplificatore da 60 W. Broetto Danilo, Via Novaro 2, Affori Milano.

CEDESI Bari causa espatrio, negozio centrale avviatissimo radio, laboratorio vasto attrezzatissimo et appartamento comfort, mobilia nuova. Rivolgersi Casella 101 A « l'antenna ». Via Senato 24, Milano.

CERCANSI numeri 9-12 anno 1944 rivista « l'antenna ». Indirizzare Casella 103 A « l'antenna ». Via Senato 24, Milano.

CERCO annate « l'antenna » 1929-1930 complete e numeri 11-12 anno 1943. Indirizzare G. Mingo, presso « l'antenna ». Via Senato 24, Milano.

CERCO valvole RL2, 4P700 e triodi SD1A. Berello Renato, Via Fieschi 30/26, Genova.

GIOVANE volenteroso radiante umbro cerca impiego industria radiotecnica. Rivolgersi PIMP RADIO, Montefalco (Perugia).

IMCARADIO 9 valvole onde ultracorte commuterebbesi con oscillografo raggi catodici. Rivolgersi Pietro Vescovi, Via Alessandro Volta 3, Polesco (Bergamo).

PRIVATO acquista, purchè ottimo stato, fascicoli 1, 2 e 3 (1946) rivista « Tecnica Elettronica ». Rivolgersi C. S., presso « l'antenna », Via Senato 24, Milano.

RADIORIPARATORE provetto alta bassa frequenza, cerca Ditta S.T.A.R.S., Via Galileo Ferraris 37, Torino. Ottima retribuzione, dettagliare curriculum.

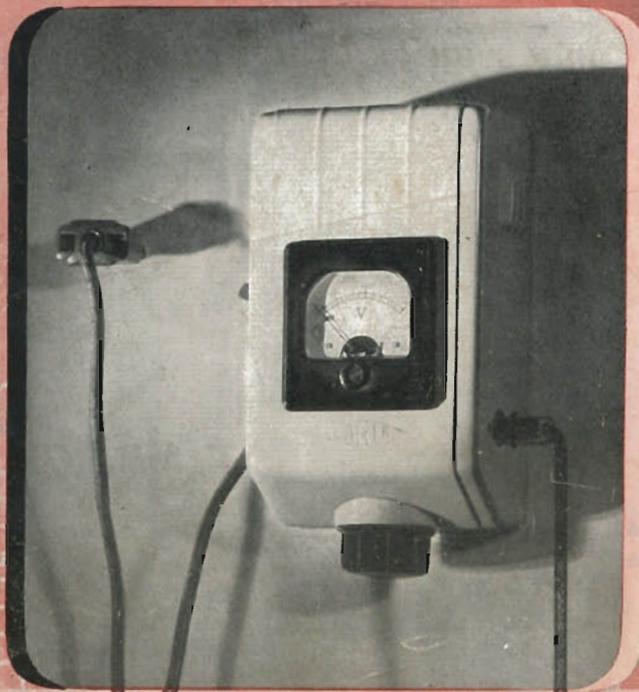
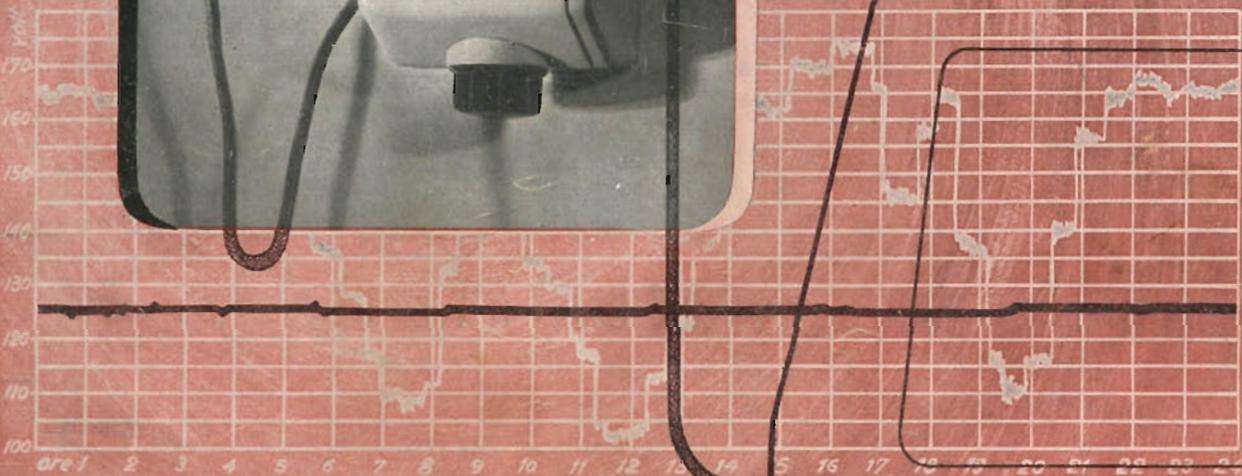
RADIOTECNICO pratico progetti, organizzazione reparti montaggio, riparazioni, collaudi, offresi quale consulente o capo reparto ad officina anche lontano Milano. Indirizzare Casella 102 A « l'antenna ». Via Senato 24, Milano.

VENDO telefoni non automatici da campo anche parti staccate. Scrivere Guidi Borghi, Via Sanvito 21, Varese.

VENDO valvole 866 A-B & DGC4 1000N, ricevitore onde ultracorte tipo BC 1046/8 Philco Co. a tre tubi in CC. Rivolgersi il RO Luciano Zerbini, Via S. Carlo 3, Modena.

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 - Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autorizz. Pref. 043/10381

NON FATE ESPERIMENTI

ma seguite la nostra esperienza...

ORESTE PELLEGRI
UNICO RIMEDIO
ALLO SCARSO
RENDIMENTO DEL
VOSTRO APPARECCHIO
RADIO
elevatore di tensione
per tutti
i voltaggi
BL 4G
LARIR
LABORATORI ARTIGIANI RIUNITI
INDUSTRIE RADIOELETTRICHE
MILANO
PIAZZA 5 GIORNATE N. 1
Tel. 55.671